# СПРАВОЧНИК ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

**В ТРЕХ ТОМАХ**



# СПРАВОЧНИК ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

## ТОМ 2

Под общей редакцией
профессора, доктора технических наук
**А. А. КУЛИКОВСКОГО**



ИЗДАТЕЛЬСТВО • «ЭНЕРГИЯ» • МОСКВА • 1968

Составители: Ф. И. Барсуков, И. К. Васильева, Р. Г. Варламов, М. Д. Ганзбург, С. Д. Додик, В. Г. Корольков, Д. П. Линде, К. Б. Мазель, А. М. Меерсон, Р. С. Найвельт, С. В. Перцов, В. М. Хахарев, К. А. Щуцкой

C74 **Справочник** по радиоэлектронике
в трех томах
под общей ред. А. А. Куликовского.
Том II, М., «Энергия», 1968

536 стр. с илл. в переплете.
На обороте тит. л. составители: Ф. И. Барсуков, И. К Васильева, Р. Г. Варламов, М. Д. Ганзбург и др.

Приводятся материалы по радиопередающим и приемным устройствам, радиовещательной технике, телевидению, записи и воспроизведению информации, электропитанию радиоэлектронных устройств Рассматриваются вопросы радиоизмерительной техники, электрических измерений неэлектрических величин, а также вопросы конструирования радиоэлектронной аппаратуры.

3-4—3-5
263-67

6Ф2(083)

# ПРЕДИСЛОВИЕ

Трехтомное издание Справочника по радиоэлектронике включает краткое, но систематическое изложение основных теоретических и практических сведений по главным направлениям современной радиоэлектроники.

Учитывались не только интересы радиоспециалистов, но также потребности тех многочисленных групп читателей, которые широко используют методы и приборы радиоэлектроники в различных отраслях техники и науки.

Уровень изложения рассчитан на читателей, имеющих среднее и высшее техническое образование, однако разделы прикладного характера доступны более широкому кругу читателей.

В Справочник не включены сведения относительно конкретных типов приборов, так как они более подробно приводятся в каталогах и специальных справочниках.

Во второй том вошли сведения по радиопередающим и радиоприемным устройствам, технике радиовещания, телевидению, записи информации, радиоизмерениям, измерениям неэлектрических величин, а также вопросы питания и конструирования радиоэлектронных устройств.

Следующий третий том будет посвящен вопросам теории автоматического регулирования, радиоавтоматике, вычислительной технике, радиолокации и радионавигации, радиотелеметрии и радиотелеуправлению, элементам квантовой электроники, технике инфракрасных излучений, а также вопросам надежности радиоэлектронных устройств.

В составлении Справочника принимал участие большой коллектив специалистов — ведущих работников промышленности, научно-исследовательских институтов и высших учебных заведений.

Материалы второго тома справочника составили: доцент, канд. техн. наук Ф. И. Барсуков — разделы 15 (кроме § 15-13) и 19; инж. Р. Г. Варламов — раздел 20; инж. М. Д Ганзбург — раздел 14; инж. С. Д. Додик — § 17-7; инж. В. Г. Корольков — раздел 16; доцент, канд. техн. наук Д. П. Линде — раздел 12; канд. техн. наук К. Б. Мазель — § 17-1—17-6; инж. А. М. Меерсон — раздел 18; инж. Р. С. Найвельт и И. К. Васильева — § 17-8; канд. техн. наук С. В. Перцов — § 13-5; инж. В. М. Хахарев — § 15-13; доцент, канд. техн. наук К. А. Щуцкой — раздел 13 (кроме § 13-5).

Первое издание Справочника, естественно, не свободно от недостатков, вызванных очевидными трудностями отбора и сжатого изложения очень широкого круга вопросов, а также трудностями организации согласованной работы многочисленного коллектива авторов. Издательство с благодарностью примет все пожелания и критические замечания читателей, которые помогут улучшению последующих изданий. Эти пожелания и замечания просим направлять по адресу: Москва Ж-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

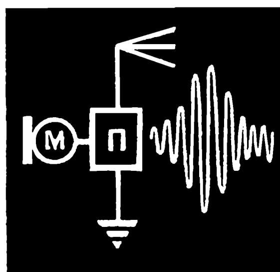
# СОДЕРЖАНИЕ

**2 тома**



В первый том включены разделы: 1. Математика, 2. Теория передачи информации, 3. Оптимальная фильтрация, 4. Сведения из теории электричества, 5. Радиотехнические цепи, 6. Распространение радиоволн, 7. Антенно-фидерные устройства, 8. Электровакуумные приборы, 9. Полупроводниковые приборы, 10. Электронные усилители, 11. Импульсные устройства.

# РАЗДЕЛ 12




# РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА



СОДЕРЖАНИЕ



## 12-1. СТРУКТУРА РАДИОПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

**Назначение.** Радиопередающее устройство предназначено для создания электромагнитного излучения, несущего полезную информацию.

В общем случае радиопередающее устройство состоит из задающего генератора (автогенератора), умножительных и усилительных каскадов (генераторов с внешним возбуждением), устройства, управляющего колебаниями, антенно-фидерного устройства и источника питания (рис. 12-1).

*Задающий генератор* предназначен для создания незатухающих высокочастотных колебаний в определенном диапазоне частот при необходимой стабильности.

*Умножители и усилители* повышают частоту и усиливают мощность колебаний, созданных задающим генератором.

*Устройство, управляющее колебаниями,* изменяет один из параметров незатухающих колебаний по закону передаваемого смыслового сигнала. Обычно оно воздействует на выходной каскад, реже — на задающий генератор или промежуточный каскад.

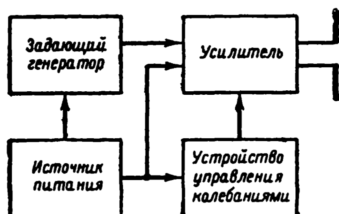



Рис. 12-1. Блок-схема радиопередающего устройства.

*Антенно-фидерное устройство* передатчика преобразует энергию электрических колебаний в энергию электромагнитного излучения. В данной главе оно рассматривается только как нагрузка для выходного каскада.

Все генераторы, входящие в состав передающего устройства, являются преобразователями энергии источников постоянного тока в энергию колебаний высокой частоты.

**Классификация**. Передатчики классифицируют по мощности на:

маломощные — со средней мощностью излучения менее 100 *вт*;

среднемощные — со средней мощностью излучения от 100 *вт* до 3 *квт*;

мощные — со средней мощностью излучения от 3 до 100 *квт*;

сверхмощные — со средней мощностью излучения свыше 100 *квт*.

Кроме того, радиопередающие устройства классифицируют по рабочему диапазону, назначению, способу размещения и транспортировки, а также по использованным методам управления колебаниями.

## 12-2. ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

### Основные понятия, определения и энергетические соотношения

В радиопередающих устройствах в качестве генераторов с внешним возбуждением используются почти исключительно резонансные усилители (рис. 12-2), работающие в нелинейном режиме, в котором можно теоретически получить к. п. д., приближающийся к 100%.

Для использования лампы в нелинейном режиме на сетку одновременно с напряжением возбуждения $u_c = U_c \cos \omega t$ подается постоянное отрицательное напряжение (смещение) $-U_{c0}$. При этом анодный ток приобретает форму периодической последовательности импульсов (рис. 12-3), которые характеризуются *амплитудой* $I_{am}$ и *углом нижней отсечки* $\psi$, выражающим в угловой мере половину той доли периода, в течение которой существует анодный ток.

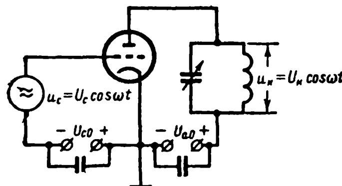



Рис. 12-2. Генератор с внешним возбуждением.

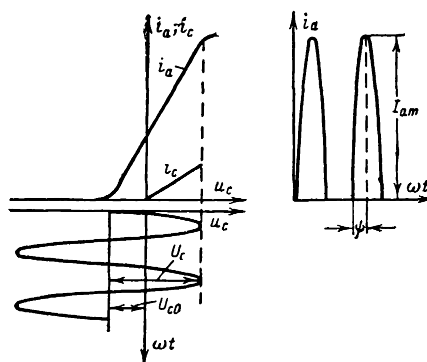



Рис. 12-3. Использование ламп в нелинейном режиме.

В зависимости от величины угла отсечки различают следующие режимы работы:

А при $\psi = 180°$;

АВ при $90° < \psi < 180°$;

В при $\psi = 90°$;

С при $\psi < 90°$.

Согласно теореме Фурье периодическая последовательность симметричных импульсов может быть представлена рядом

$$i_a = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + \\ + I_{a3} \cos 3\omega t + \cdots, \qquad (12\text{-}1)$$

где постоянная составляющая

$$I_{a0} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_a \, d(\omega t), \qquad (12\text{-}2)$$

а амплитуды гармонических составляющих рассчитываются по формуле

$$I_{an} = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} i_a \cos n\omega t \, d(\omega t). \qquad (12\text{-}3)$$

*Генерируемая мощность*, выделяемая в анодном контуре,

$$P = \frac{1}{2} I_{a1} U_к = \frac{1}{2} I_{a1}^2 R_э = \frac{1}{2} I_к^2 r_к, \qquad (12\text{-}4)$$

где $R_э$ — эквивалентное сопротивление настроенного контура;

$I_к$ — ток в контуре;

$r_к$ — сопротивление потерь в контуре.

*Потребляемая мощность* (от источника постоянного анодного напряжения)

$$P_0 = I_{a0} U_{a0}. \qquad (12\text{-}5)$$

Часть потребляемой мощности, не преобразованная в мощность высокочастотных колебаний, выделяется в виде *мощности теплового рассеяния на аноде лампы*

$$P_a = P_0 - P. \qquad (12\text{-}6)$$

*Коэффициент полезного действия анодной цепи генератора*, характеризующий эффективность преобразования энергии анодного источника,

$$\eta = \frac{P}{P_0} = \frac{1}{2} \frac{I_{a1} U_к}{I_{a0} U_{a0}}. \qquad (12\text{-}7)$$

В динамическом режиме происходит одновременное изменение напряжения на сетке и аноде лампы:

$$u_c = -U_{c0} + U_c \cos \omega t; \qquad (12\text{-}8)$$

$$u_a = U_{a0} - U_к \cos \omega t, \qquad (12\text{-}9)$$

откуда видно, что переменные составляющие этих напряжений изменяются в противофазе. С увеличением сопротивления нагрузки возрастает напряжение на контуре и при тех же мгновенных напряжениях на сетке уменьшаются мгновенные значения напряжений на аноде. Это приводит к изменению формы динамических характеристик и импульсов анодного тока, что отражается графиками (рис. 12-4). При малом сопротивлении нагрузки напряжение на контуре невелико, напряжение на аноде мало отличается от напряжения источника, сеточные токи малы и импульсы анодного тока имеют остроконечную косинусоидальную форму. Такой режим работы называют *недонапряженным*. При возрастании сопротивления нагрузки до некоторого значения $R_э = R_{э.гр}$ верхний конец динамической характеристики попадает на линию спада анодного тока, вершина импульса начинает уплощаться, сеточный ток возрастает до 10—15% анодного. Такой режим называют *граничным*. Дальнейшее увеличение сопротивления нагрузки приводит к тому, что динамические характеристики приобретают излом в верхней части, а импульсы — провал из-за резкого роста сеточных токов. Этот режим называют *перенапряженным*.

Зависимости энергетических соотношений от изменения сопротивления нагрузки называют *нагрузочными характеристиками* генератора. Типичные нагрузочные характеристики приведены на рис. 12-5. Опыт и расчеты показывают, что максимальная генерируемая мощность при заданных напряжениях на сетке достигается вблизи граничного режима; к. п. д. генератора при этом также близок к максимуму, а сеточный ток невелик. Поэтому граничный режим чаще всего и используется в генераторах.

Генератор, в котором нагрузкой служит одиночный контур (рис. 12-2), называют *генератором простой схемы*.

Чаще всего мощность из анодного контура передается в полезную нагрузку $r_н$, включенную во внешний контур, который связывает с анодным контуром. Генератор, нагрузка которого состоит из системы двух связанных контуров, называется *генератором сложной схемы* (рис. 12-6).

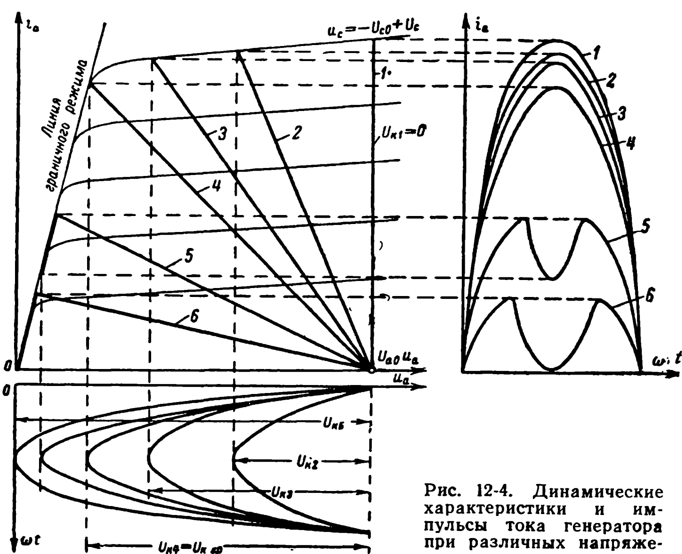



Рис. 12-4. Динамические характеристики и импульсы тока генератора при различных напряжениях на контуре.

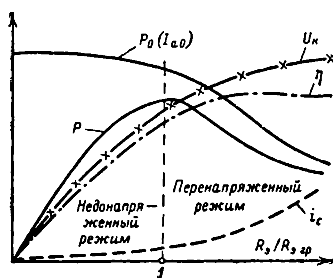



Рис. 12-5. Нагрузочные характеристики генератора.

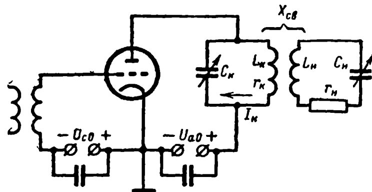



Рис. 12-6. Генератор сложной схемы.

Долю мощности, которая передается в генераторе сложной схемы из анодного контура (в этом случае его принято называть *промежуточным* контуром) в полезную нагрузку, называют *к. п. д. контура*

$$\eta_к = \frac{P_н}{P}, \qquad (12\text{-}10)$$

где $P_н$ — мощность, передаваемая во внешний контур;

$P$ — вся генерируемая мощность.

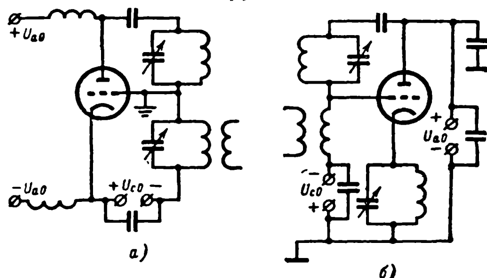


Рис. 12-7. Генераторы с внешним возбуждением. *а* — схема с общей сеткой; *б* — схема с общим анодом.

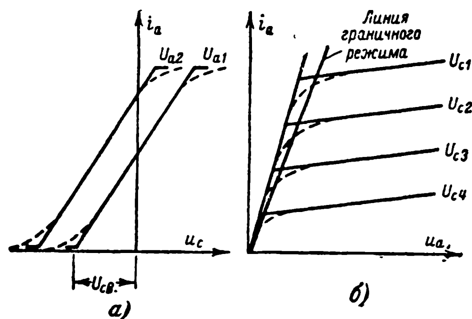



Рис. 12-8. Идеализация статических характеристик ламп.

*а* — сеточных; *б* — анодных.

Отношение мощности в полезной нагрузке к мощности, потребляемой от источника анодного питания, называют *к. п. д. генератора по нагрузке*

$$\eta_н = \frac{P_н}{P_0} = \frac{P_н P}{P P_0} = \eta_к \eta. \qquad (12\text{-}11)$$

Отношение мощности в полезной нагрузке ко всей потребляемой мощности по первичному источнику питания называют *полным или промышленным к. п. д. генератора.*

Входная и выходная цепи генератора имеют общую точку; в зависимости от того, с каким электродом лампы она соединяется, различают *схемы с общим катодом* (рис. 12-2), *с общей сеткой* (рис. 12-7, *а*) и *с общим анодом* (рис. 12-7, *б*).

Принятая в Советском Союзе методика расчета ламповых генераторов основана на идеализации статических характеристик ламп в области недонапряженного и граничного режимов отрезками параллельных прямых (рис. 12-8), что позволяет ввести следующие постоянные параметры семейства:

статическую крутизну

$$S = \left.\frac{\partial_а}{\partial u_с}\right|_{u_а=\text{const}}; \qquad (12\text{-}12)$$

проницаемость

$$D = \left.\frac{\partial u_с}{\partial u_а}\right|_{i_а=\text{const}}; \qquad (12\text{-}13)$$

коэффициент усиления

$$\mu = \frac{1}{D} = \left.\frac{\partial u_а}{\partial u_с}\right|_{i_а=\text{const}}; \qquad (12\text{-}14)$$

внутреннее сопротивление

$$R_i = \left.\frac{\partial u_а}{\partial i_а}\right|_{u_с=\text{const}}; \qquad (12\text{-}15)$$

крутизну линии граничного режима на линии спада анодного тока

$$S_{гр} = \frac{\partial i_а}{\partial u_а}. \qquad (12\text{-}16)$$

(При плавном скруглении анодных характеристик линию граничного режима следует проводить через середину скругления; при этом она располагается правее линии спада анодного тока.)

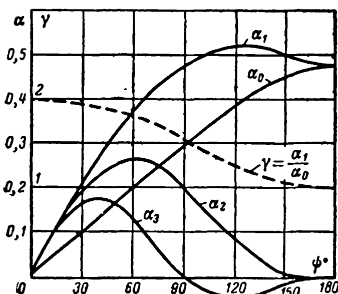



Рис. 12-9. Зависимости коэффициентов разложения остроконечных импульсов от угла нижней отсечки.

Многие современные лампы имеют веерообразные анодно-сеточные характеристики, поэтому при расчете приходится вводить поправки, связанные с непостоянством этих параметров, о которых будет сказано ниже.

Отношения постоянной составляющей и амплитуд гармонических составляющих к амплитуде импульсов называют *коэффициентами разложения импульсов*

$$\alpha_n = \frac{I_{an}}{I_{am}}, \qquad (12\text{-}17)$$

последние являются функциями углов отсечки. Зависимости коэффициентов разложения косинусоидальных импульсов от углов нижней отсечки приведены на рис. 12-9.

Для каждой гармоники можно указать оптимальное значение углов отсечки, при которых их коэффициенты разложения приобретают максимальные значения. С хорошей степенью точности они могут быть найдены из соотношения

$$\psi^0_{n\ \text{опт}} = \frac{120°}{n}. \qquad (12\text{-}18)$$

Максимальные значения коэффициентов разложения

$$\alpha_{n\ \text{макс}} \approx \frac{\alpha_{1\text{макс}}}{n}. \qquad (12\text{-}19)$$

Коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = \frac{1}{2}\frac{I_{a1}}{I_{a0}}\frac{U_\text{к}}{U_{a0}} = \frac{1}{2}\frac{\alpha_1}{\alpha_0}\xi, \qquad (12\text{-}20)$$

где $\xi = U_\text{к}/U_{a0}$ называют *коэффициентом использования анодного напряжения.*

Идеализация семейства статических характеристик позволяет получить уравнение тока настроенного лампового генератора в виде

$$i_a = S\,[(U_c - DU_\text{к})\cos\omega t - U_{c0} + U_{cB}], \qquad (12\text{-}21)$$

где $U_{cB}$ — *напряжение геометрического смещения* анодно-сеточной характеристики от начала координат, т. е. то напряжение, при котором идеализированная характеристика пересекает ось абсцисс.

Из этого уравнения непосредственно следуют выражения, связывающие напряжения на сетке с параметрами лампы и импульса анодного тока,

$$U_c = \frac{I_{am}}{S(\cos\psi_1 - \cos\psi)} + DU_\text{к}; \qquad (12\text{-}22)$$

$$U_{c0} = (U_c - DU_\text{к})(\cos\psi_1 - \cos\psi) + U_{cB}; \qquad (12\text{-}23)$$

где $\psi_1$ — *угол верхней отсечки,* определяющий половину той доли периода, в течение которой при работе в перенапряженном режиме у импульса наблюдается уплощение или провал в вершине, а величины $U_{c0}$ и $U_{cB}$, берутся по абсолютному значению.

В цепи управляющей сетки также протекает последовательность импульсов тока, которая может быть представлена рядом

$$i_c = I_{c0} + I_{c1}\cos\omega t + I_{c2}\cos 2\omega t + I_{c3}\cos 3\omega t + \cdots \qquad (12\text{-}24)$$

Энергетический эффект взаимодействия сеточного тока с напряжением возбуждения может дать только гармоника частоты возбуждения. Поэтому *мощность возбуждения*

$$P_\text{в} = \frac{1}{2} I_{c1} U_c. \qquad (12\text{-}25)$$

Угол нижней отсечки сеточного тока определяется очевидным соотношением (рис. 12-10)

$$\psi_c = \arccos\frac{U_{c0}}{U_c}. \qquad (12\text{-}26)$$

При расчете составляющих приближенно считают импульсы сеточного тока косинусоидальными.

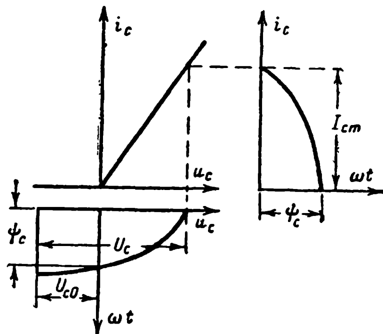



Рис. 12-10. Сеточный ток генератора.

Постоянная составляющая сеточного тока подзаряжает источник смещения. Если используется цепь автосмещения, то на ее сопротивлении рассеивается мощность

$$P_{c0} = I^2_{c0} R_c = I_{c0} U_{c0}. \qquad (12\text{-}27)$$

Остаток мощности, затрачиваемой возбудителем, составляет *мощность, рассеиваемая на сетке,*

$$P_c = P_\text{в} - P_{c0}. \qquad (12\text{-}28)$$

*Коэффициент усиления каскада по мощности*

$$K_p = \frac{P}{P_\text{в}}. \qquad (12\text{-}29)$$

### Расчет генератора простой схемы с общим катодом в граничном режиме

**Расчет по заданной мощности и углу нижней отсечки.** При техническом проектировании может встретиться несколько вариантов задания, которые определяют различные технические решения. Наиболее часто задаются мощность в полезной нагрузке и угол нижней отсечки. Мощность определяется расчетом линии связи и антенно-фидерного устройства. Угол отсечки при телефонной работе определяется, исходя из соображений, которые будут изложены ниже. При работе в телеграфном режиме выбор угла отсечки производится на основании учета ряда противоречивых факторов. Как видно из графиков на рис. 12-9, выбор угла, близкого к оптимальному, приводит к получению довольно низкого к. п. д. вследствие малости $\gamma_1 = \alpha_1/\alpha_0$. Уменьшение отсечки приводит к росту к. п. д., однако при $\psi < 40°$

этот рост становится практически ничтожным, поэтому использование меньших углов отсечки нерационально.

Если ставится задача предельного использования по мощности лампы с ограниченной эмиссией, нельзя работать с очень малыми углами из-за падения мощности, поэтому они используются преимущественно с углами отсечки $\psi=70\div90°$.

При использовании ламп с высокоэффективными катодами уменьшение угла отсечки еще не означает уменьшения мощности, поскольку можно увеличивать амплитуду импульса, пока постоянная составляющая анодного тока не достигнет предельного значения. Поэтому лампы с оксидными катодами рациональнее использовать при малых углах отсечки $\psi=50\div70°$. Часто в начале расчета нельзя с полной определенностью выбрать угол отсечки, потому что этот выбор в значительной мере определяет режим сеточной цепи, который рассчитывается в конце. Из выражения (12-22) видно, что увеличение импульса и уменьшение отсечки приводят к увеличению требуемого напряжения возбуждения. Это неизбежно вызывает увеличение мощности возбуждения и рассеяния на сетке. Поэтому режимы с малыми углами отсечки реализуются в первую очередь у ламп с большой крутизной и малыми токами сетки (преимущественно лучевые тетроды и пентоды).

Расчет может производиться в следующем порядке:

Задавшись углом отсечки и выбрав лампу, можно определить коэффициент использования анодного напряжения в граничном режиме [Л. 1]

$$\xi_{гр} = 1 - \frac{2P}{S_{гр}\,\alpha_1 U_{a0}^2}. \qquad (12\text{-}30)$$

Напряжение на контуре

$$U_к = U_{a0}\,\xi_{гр}.$$

Минимальное напряжение на аноде

$$u_{а.мин} = U_{a0} - U_к.$$

Первая гармоника анодного тока

$$I_{a1} = \frac{2P}{U_к}.$$

Требуемое сопротивление нагрузки

$$R_э = \frac{U_к}{I_{a1}}.$$

Амплитуда импульса анодного тока

$$I_{am} = \frac{I_{a1}}{\alpha_1}.$$

Постоянная составляющая анодного тока

$$I_{a0} = \alpha_0 I_{am}.$$

Потребляемая мощность

$$P_0 = I_{a0} U_{a0}.$$

Мощность рассеяния на аноде

$$P_a = P_0 - P.$$

Коэффициент полезного действия генератора

$$\eta = \frac{P}{P_0}.$$

Напряжение возбуждения (для ламп с параллельными анодно-сеточными характеристиками)

$$U_c = \frac{I_{am}}{S(1-\cos\psi)} + DU_к.$$

Если лампы имеют веерообразные характеристики, то надо определить крутизну

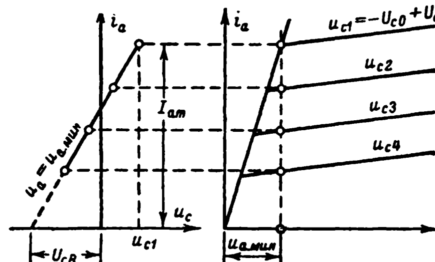



Рис. 12-11. Построение статической характеристики анодного тока при остаточном напряжении на аноде.

характеристики, снятой при $u_a=u_{а.мин}$. При этом нет необходимости учитывать реакцию анода и можно пользоваться простым соотношением [Л. 2]

$$U_c = \frac{I_{am}}{S_{мин}(1-\cos\psi)}. \qquad (12\text{-}31)$$

В том случае, когда отсутствуют анодно-сеточные характеристики для определения $S_{мин}$ и $U_{cв}$, целесообразно построить идеализированную характеристику при $u_{а.мин}$ по трем-четырем точкам, определенным из анодных характеристик (рис. 12-11).

Напряжение смещения для ламп с параллельными характеристиками

$$U_{c0} = U_{cв} + (U_c - DU_к)\cos\psi,$$

для ламп с веерообразными характеристиками

$$U_{c0} = U_{cв} + U_c\cos\psi.$$

В данных формулах все напряжения берутся по своим абсолютным значениям.

Максимальное напряжение на сетке

$$u_{c.макс} = U_c - U_{c0}.$$

Рекомендуется, пользуясь реальными характеристиками, проверить получение расчетного значения $I_{am}$ по найденным $u_{c.макс}$ и $u_{а.мин}$. Если нужно, производится некоторая корректировка значений $U_c$ и $U_{c0}$.

По характеристикам сеточного тока и найденным значениям $u_{c.макс}$ и $u_{а.мин}$ опре-

деляют амплитуду импульсов сеточного тока $I_{cm}$.

Угол отсечки импульсов сеточного тока

$$\psi_c = \arccos \frac{U_{c0}}{U_c}.$$

По данным графиков (рис. 12-9) или справочным таблицам определяют $\alpha_0(\psi_c)$, $\alpha_1(\psi_c)$ и находят составляющие сеточного тока:

$$I_{c0} = I_{cm}\alpha_0; \quad I_{c1} = I_{cm}\alpha_1.$$

Мощность возбуждения

$$P_в = \frac{1}{2} U_c I_{c1}.$$

Мощность, затрачиваемая в цепи автосмещения,

$$P_{c0} = I_{c0} U_{c0}.$$

При использовании автосмещения на эту мощность следует выбирать сопротивление цепочки

$$R_c = \frac{U_{c0}}{I_{c0}}.$$

Емкость конденсатора обычно устанавливается такой, чтобы

$$\frac{1}{\omega C_c} \leqslant \frac{R_c}{30}.$$

Мощность, рассеиваемая на сетке,

$$P_c = P_в - P_{c0}.$$

Коэффициент усиления каскада по мощности

$$K_p = \frac{P}{P_в}.$$

**Расчет по заданной мощности на получение максимального к. п. д.** В этом случае угол нижней отсечки определяется

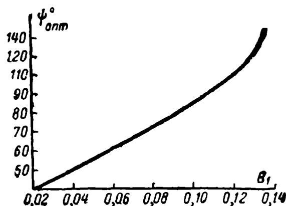



Рис. 12-12. График для определения оптимальных углов отсечки по параметру $B_1$.

расчетом. Выбрав по заданной мощности лампу, рассчитывают параметр [Л. 3]

$$B_1 = \frac{2P}{S_{гр} U_{a0}^2}.$$

По графику, приведенному на рис. 12-12, определяют оптимальный угол отсечки, при котором заданная мощность достигается с максимальным к. п. д.

Дальнейший расчет производится так же, как в предыдущем случае.

**Расчет на оптимальное использование мощности источника питания.** Данная задача ставится особенно часто перед проектировщиками передатчиков, устанавливаемых на подвижных объектах, когда необходимо получить максимальную мощность, располагая источником питания ограниченной мощности.

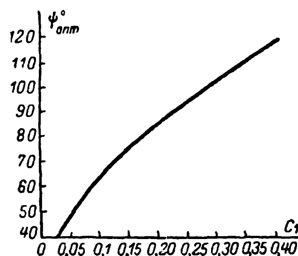



Рис. 12-13. График для определения оптимальных углов отсечки по параметру $C_1$.

Выбор генераторной лампы дает возможность определить параметр

$$C_1 = \frac{2P_0}{S_{гр} U_{a0}^2},$$

где $P_0$ — мощность, которую можно получить от источника [Л. 3].

По графику на рис. 12-13 находят угол отсечки, при котором достигается максимальный к. п. д. и развивается максимальная мощность.

Далее определяют постоянную составляющую анодного тока

$$I_{a0} = \frac{P_0}{U_{a0}}.$$

Импульс анодного тока

$$I_{am} = \frac{I_{a0}}{\alpha_0}.$$

Первая гармоника анодного тока

$$I_{a1} = I_{am}\alpha_1.$$

По анодным характеристикам и найденному значению импульса определяют $u_{а.мин}$.

Находят напряжение на контуре

$$U_к = U_{a0} - u_{а.мин}.$$

Далее расчет производится по общей схеме.

Данный вариант расчета используется также при предельном использовании лампы по мощности, когда использование лампы ограничивается допустимой мощностью, подводимой к лампе.

**Нагрузочные характеристики генераторов с внешним возбуждением.** Простота

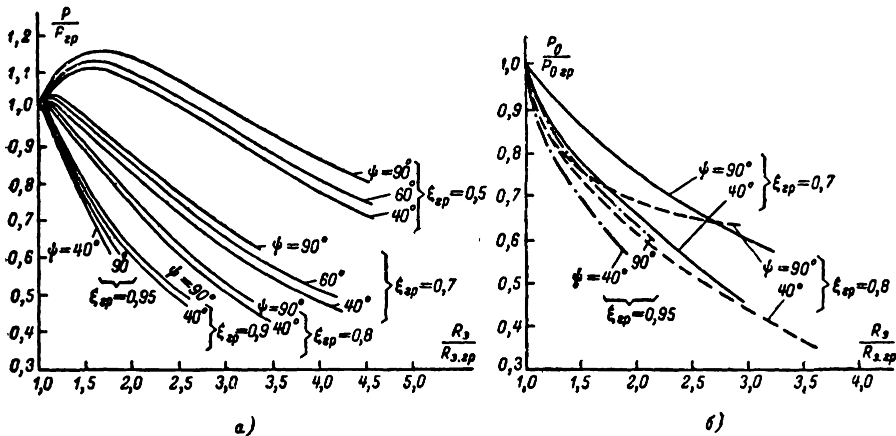


Рис. 12-14. Нагрузочные характеристики генераторов в перенапряженном режиме.

расчета генераторов в граничном режиме дает основание к широкому использованию относительных нагрузочных характеристик для определения основных энергетических показателей генераторов в других режимах.

Уравнения усредненных нагрузочных характеристик, удовлетворительно аппроксимирующие характеристики главным образом тетродов и пентодов, работающих с $\xi_{гр}=0{,}75\div0{,}80$, были получены Н. С. Бесчастновым и В. Н. Сосуновым [Л. 4]. Для тетродов и пентодов, работающих с бо́льшими $\xi_{гр}$, обобщенные нагрузочные характеристики были составлены Б. С. Агафоновым [Л. 2].

В недонапряженном режиме для ламп с веерообразными характеристиками (составляющими большинство современных генераторных ламп) можно получить строгое уравнение нагрузочных характеристик, пользуясь тем обстоятельством, что угол отсечки не зависит от нагрузки [Л. 5]:

$$\frac{I_{am}}{I_{a\,m\,гр}}=\frac{I_{a0}}{I_{a\,0\,гр}}=\frac{I_{a1}}{I_{a\,1\,гр}}=\frac{P_0}{P_{0\,гр}}=\frac{1+b}{1+x}; \qquad (12\text{-}32)$$

$$\frac{P}{P_{гр}}=\frac{x}{b}\left(\frac{1+b}{1+x}\right)^2; \qquad (12\text{-}33)$$

$$\frac{\eta}{\eta_{гр}}=\frac{U_к}{U_{к.гр}}=\frac{x}{b}\,\frac{1+b}{1+x}, \qquad (12\text{-}34)$$

где

$$b=\frac{R_{э.гр}}{R_i/\alpha_1} \text{ и } x=\frac{R_э}{R_i/\alpha_1}.$$

Расчет нагрузочных характеристик в перенапряженном режиме весьма сложен, и строгое уравнение характеристик получить не удается. На рис. 12-14 приведены нагрузочные характеристики генераторов в перенапряженном режиме, рассчитанные для основных типовых режимов. Промежуточные режимы легко найти простой интерполяцией.

### Расчет граничного режима генератора сложной схемы

**Расчет по заданной мощности в полезной нагрузке и углу отсечки.** Генераторы сложной схемы часто используются в граничном режиме. Угол отсечки определяется либо из условия получения глубокой неискаженной модуляции с учетом режима сеточной цепи или на основании специальных соображений, часть которых была рассмотрена выше.

Для получения наивыгоднейших энергетических соотношений в генераторе сложной схемы необходимо добиваться получения максимальной *нагрузочной способности генератора,* определяемой отношением эквивалентного сопротивления ненагруженного контура к сопротивлению нагрузки генератора в граничном режиме. Чем больше это отношение, тем большую связь нужно устанавливать с нагрузкой, для того чтобы режим генератора стал граничным, и тем выше будет к. п. д. контура.

Выбрав подходящую лампу, определяют сопротивление нагрузки в искомом режиме

$$R_э=\frac{S_{гр}U_{a0}^2\,\alpha_1-4P_н}{S_{гр}\,\alpha_1\left(2P_н+\frac{U_{a0}^2}{R_{э0}}\right)}, \qquad (12\text{-}35)$$

где $P_н$ — заданная мощность в полезной нагрузке;

$R_{э0}$ — эквивалентное сопротивление ненагруженного промежуточного контура, определяемое из опыта или предварительного расчета [Л. 5].

Далее находят:

коэффициент полезного действия контура

$$\eta_к=1-\frac{R_э}{R_{э0}}; \qquad (12\text{-}36)$$

генерируемую мощность

$$P = \frac{P_н}{\eta_к};$$

амплитуду первой гармоники анодного тока

$$I_{a1} = \sqrt{\frac{2P}{R_э}};$$

напряжение на контуре

$$U_к = I_{a1} R_э.$$

Дальнейший расчет проводится в обычном порядке.

**Расчет на получение максимального к. п. д. по нагрузке.** Оптимальный угол нижней отсечки в этом случае определяется из расчета.

Выбор лампы и расчет или измерение эквивалентного сопротивления ненагруженного промежуточного контура позволяют определить параметр [Л. 5].

$$A = S_{гр} R_{э0}. \qquad (12\text{-}37)$$

По графику на рис. 12-15 находят оптимальный угол отсечки. Рассчитывают оптимальную величину сопротивления нагрузки в искомом режиме из соотношения

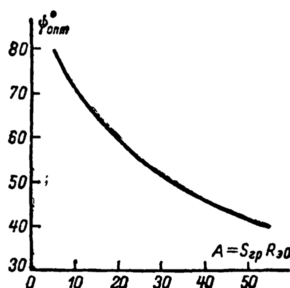



Рис. 12-15. График для определения оптимального угла отсечки по параметру $A$ при предельном использовании подводимой мощности в генераторе сложной схемы.

$$R_э = R_{э0} \frac{-1 + \sqrt{1 + A\alpha_1}}{A\alpha_1}. \qquad (12\text{-}38)$$

Определяют к. п. д. контура

$$\eta_к = 1 - \frac{R_э}{R_{э0}}.$$

Далее, если задана потребляемая мощность $P_0$, можно определить генерируемую мощность из выражения

$$P = \frac{S_{гр}\,\alpha_1^2}{\alpha_0} \frac{R_э P_0}{1 + S_{гр}\,\alpha_1 R_э} \qquad (12\text{-}39)$$

и мощность в полезной нагрузке

$$P_н = P\eta_к.$$

Дальнейший расчет производится по общей схеме.

**Расчет на получение максимальной мощности по заданному рассеянию на аноде.** Ряд современных ламп, предназначенных только для телеграфной работы (ГУ-8, ГК-750, ГУ-27Б и др.), а также многие УКВ лампы работают в предельном температурном режиме анода. Поэтому их оптимальное использование достигается при получении максимального отношения $P_н/P_а$. Этот режим находят следующим образом.

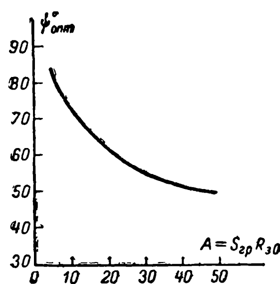



Рис. 12-16. График для определения оптимального угла отсечки при предельном использовании лампы по мощности рассеяния на аноде в генераторе сложной схемы.

Выбор лампы и расчет промежуточного контура позволяют определить параметр $A = S_{гр} R_{э0}$.

По графику на рис. 12-16 находят оптимальный угол отсечки.

Рассчитывают сопротивление нагруженного промежуточного контура [Л. 6]

$$R_э = \frac{2\alpha_0 + \sqrt{4\alpha_0^2 + 2A\alpha_1\alpha_0(2\alpha_0 - \alpha_1)}}{2\alpha_1(2\alpha_0 - \alpha_1) S_{гр}}. \qquad (12\text{-}40)$$

Мощность в полезной нагрузке

$$P_н = \frac{R_э\left(1 - \frac{R_э}{R_{э0}}\right) S_{гр}\,\alpha_1^2}{2\alpha_0(1 + S_{гр} R_э \alpha_1) - S_{гр}\,\alpha_1^2 R_э} P_а. \qquad (12\text{-}41)$$

Коэффициент полезного действия контура

$$\eta_к = 1 - \frac{R_э}{R_{э0}}.$$

Мощность генерируемых колебаний

$$P = \frac{P_н}{\eta_к}.$$

Далее расчет проводится по общей схеме.

### Усилители с общей сеткой

**Особенности схемы с общей сеткой.** В диапазоне КВ и УКВ, если нет возможности использовать тетроды, усилители

строятся по схеме с общей сеткой (рис. 12-17), в которой управляющая сетка служит экраном, разделяющим входную и выходную цепи. Это определяет высокую устойчивость генератора.

Основные особенности генератора связаны с тем, что через входную цепь про-

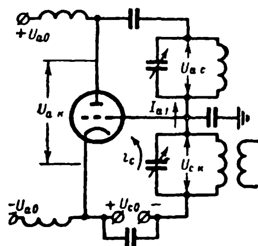


Рис. 12-17. Усилитель с общей сеткой.

ходит не только сеточный, но и анодный ток. Это приводит к тому, что входное сопротивление (без учета сеточных токов) [Л. 5]

$$R_{вх} \approx \frac{1}{S\alpha_1(1-\cos\psi)}. \quad (12\text{-}42)$$

Для современных триодов, обладающих большой крутизной, входное сопротивление каскада измеряется десятками или сотнями ом, что на один-два порядка меньше, чем у генераторов с общим катодом.

Малое входное сопротивление каскада выгодно используется при усилении широкополосных сигналов. Поэтому усилители с общей сеткой широко применяются в телевизионных передатчиках и в передатчиках с импульсной и частотной модуляцией.

Коэффициент усиления по мощности (без учета сеточных токов) [Л. 5]

$$K_p = \frac{1}{D}\,\frac{1}{1+\dfrac{R_i}{R_э\alpha_1(1-\cos\psi)}} \quad (12\text{-}43)$$

усилителя с общей сеткой обычно лежит в пределах от 3 до 30. Он падает с уменьшением угла отсечки и эквивалентного сопротивления контура.

По сравнению с усилителем с общим катодом в усилителе с общей сеткой мощность возбуждения возрастает на величину

$$\Delta P_в = \frac{1}{2}U_{с.к}I_{а1}. \quad (12\text{-}44)$$

Мощность в нагрузочном (анодно-сеточном) контуре

$$P = \frac{1}{2}(U_{а.к}+U_{с.к})I_{а1}. \quad (12\text{-}45)$$

**Расчет генератора по заданной мощности в нагрузке и углу отсечки.** Если угол отсечки определяется особыми соображениями (линейностью модуляции, мощностью возбудителя и т. д.), то после о[пре]деления эквивалентного сопротивления нагруженного контура и выбора лампы р[ас]считывают сопротивление нагрузки [Л. 5]

$$R_э = \frac{U_{а0}^2 - 4P_н\left[\dfrac{1}{S_{гр}} - \dfrac{1}{S(1-\cos\psi)}\right]\dfrac{1}{\alpha_1}}{2P_н + \dfrac{E_а^2}{R_{э0}}}. \quad (12\text{-}$$

Затем определяют к. п. д. контура

$$\eta_к = 1 - \frac{R_э}{R_{э0}},$$

мощность генератора

$$P = \frac{P_н}{\eta_к},$$

первую гармонику анодного тока

$$I_{а1} = \sqrt{\frac{2P_н}{R_э}},$$

амплитуду импульса анодного тока

$$I_{am} = \frac{I_{а1}}{\alpha_1},$$

напряжение на участке анод—катод

$$U_{а.к} = U_{а0} - \frac{I_{am}}{S_{гр}}, \quad (12\text{-}4$$

напряжение на участке сетка — анод

$$U_{а.с} = I_{а1}R_э,$$

напряжение на участке сетка — катод

$$U_{с.к} = U_{а.с} - U_{а.к},$$

остаточное напряжение на аноде

$$u_{а.\,ин} = U_{а0} - U_{а.к}.$$

По реальным характеристикам опред[е]ляют на линии граничного режима макс[и]мальное напряжение на сетке, необходим[ое] для получения расчетного импульс[а] $u_{с.макс}$.

Напряжение смещения

$$U_{с0} = u_{с.макс} - U_{с.к}.$$

По характеристикам сеточного тока о[п]ределяют

$$I_{cm} = f(u_{с.макс};\ u_{а.мин})$$

и обычным путем рассчитывают угол о[т]сечки и составляющие сеточного тока.

Мощность возбуждения

$$P_в = \frac{1}{2}U_{с.к}(I_{а1}+I_{с1}).$$

Мощность, затрачиваемая в цепи сме[]щения,

$$P_{с0} = U_{с0}I_{с0}.$$

Мощность, рассеиваемая на сетке,

$$P_с = \frac{1}{2}U_{с.к}I_{с1} - P_{с0}$$

(второе слагаемое мощности возбуждения не расходуется в цепи сетки, а выделяется в анодно-сеточном контуре).

Коэффициент усиления

$$K_p = \frac{P}{P_в}.$$

Для усилителя характерна отрицательная обратная связь по току, поэтому напряжение, подводимое к цепи возбуждения, следует увеличивать на

$$\Delta U_{с.к} = I_{a1} R_{э.с.к}. \qquad (12\text{-}48)$$

В усилителях с общей сеткой следует использовать триоды с малой проницаемостью, т. е. с густой сеткой. Такие триоды имеют большие сеточные токи, поэтому особое внимание нужно уделять мощности рассеяния на сетке. Чтобы не превысить ее предельного значения, часто приходится увеличивать угол отсечки до 70—90° и использовать генератор не в граничном, а в недонапряженном режиме.

**Параллельное и двухтактное включение генераторных ламп.** В тех случаях, когда необходимая мощность не может быть обеспечена одной лампой, используют параллельное или двухтактное включение двух (или нескольких) ламп (рис. 12-18).

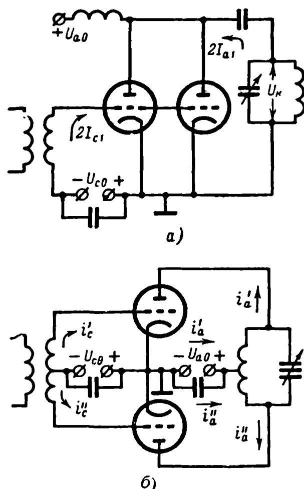



Рис 12-18. Включение генераторных ламп.

*а* — параллельное; *б* — двухтактное.

При параллельном включении все напряжения на соответствующих электродах ламп одинаковы. Токи в общих цепях удваиваются.

Расчет производится по данным одной лампы на половину заданной мощности, затем удваивается мощность возбуждения и потребляемая мощность.

В граничном режиме напряжение на контуре остается таким же, как при использовании одной лампы, а ток через него удваивается. Следовательно, необходимое сопротивление нагрузки должно быть в 2 раза меньше, чем у одной лампы. Также вдвое уменьшается входное сопротивление генератора.

При двухтактном включении благодаря подаче на сетки ламп возбуждающего напряжения в противофазах, напряжения, действующие на анодах ламп, также будут сдвинуты на $\pi$.

Если анодный ток одной лампы

$$i'_a(t) = I_{a0} + I_{a1}\cos\omega t + I_{a2}\cos 2\omega t + \\ + I_{a3}\cos 3\omega t + \cdots,$$

то анодный ток второй лампы

$$i''_a(t) = I_{a0} - I_{a1}\cos\omega t + I_{a2}\cos 2\omega t - \\ - I_{a3}\cos 3\omega t + \cdots$$

Контур обтекается токами ламп в противоположных направлениях, поэтому магнитные поля, создаваемые в катушке постоянными составляющими, взаимно уничтожаются. Одновременно взаимно компенсируется влияние всех четных гармоник. Наоборот, воздействия нечетных гармоник складываются. В общих цепях питания уничтожаются токи нечетных гармоник и складываются постоянные составляющие и четные гармоники.

Эта компенсация гармоник, с одной стороны, облегчает фильтрацию гармоник в колебательной системе, с другой стороны — уменьшает потери на основной частоте в цепях питания и облегчает требования, предъявляемые к блокировочным элементам.

Напряжение на контуре двухтактного генератора равно удвоенному напряжению на анодах ламп

$$U_{к\,д} = 2U_к.$$

Мощность в контуре

$$P_д = 2P,$$

где $P$ — мощность, развиваемая одной лампой.

Эквивалентное сопротивление всего контура

$$R_{э.д} = \frac{(U_{к.д})^2}{2P_д} = \frac{(2U_к)^2}{4P} = 2R_э,$$

где $R_э$ — необходимое сопротивление нагрузки на одну лампу в рассматриваемом режиме.

Напряжение возбуждения, снимаемое с катушки связи,

$$U_{в.д} = 2U_с,$$

где $U_с$ — амплитуда возбуждения одной лампы.

Удваивается также мощность возбуждения и потребляемая мощность.

При параллельном соединении входная и выходная емкости ламп удваиваются, что увеличивает начальную емкость контура.

При двухтактном соединении междуэлектродные емкости подключаются к входу и выходу последовательно, вследствие чего начальная емкость контура будет меньше, чем в однотактном генераторе на той же лампе. Данное обстоятельство оказывается весьма существенным на достаточно коротких волнах, когда трудно добиться высокой нагрузочной способности генератора из-за уменьшения эквивалентного сопротивления контуров. Последнее в основном определяется его емкостью (характеристическим сопротивлением). В этом отношении двухтактная схема обладает преимуществом перед однотактной и параллельной, однако последняя требует в 4 раза меньшего сопротивления нагрузки.

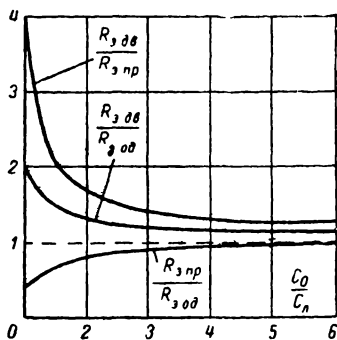


Рис. 12-19. Отношение эквивалентных сопротивлений контуров в параллельной двухтактной и однотактной схемах.

На рис. 12-19 приведены графики, характеризующие отношения эквивалентных сопротивлений контуров в однотактной $R_{э.од}$, параллельной $R_{э.пр}$ и двухтактной $R_{э.дв}$ схемах в зависимости от отношения начальной емкости контура (без выходной емкости лампы) к выходной емкости. Из рассмотрения графиков видно, что чем большую долю емкости контура составляет емкость лампы, тем больший выигрыш в нагрузочной способности будет иметь двухтактная схема. Это и объясняет ее широкое применение в диапазоне УКВ, где параллельное соединение ламп, как правило, не используется.

### Выходные каскады передатчиков

В диапазонах средних и коротких волн часто выходные каскады строятся по простой схеме, в которой анодным контуром служит антенное устройство.

Антенна представляет собой колебательную систему с бесконечным множеством резонансных частот. В зависимости от способа питания и электрической длины антенны для источника возбуждения создаются условия последовательного или параллельного резонанса; при этом входное сопротивление антенны может изменяться от десятков до тысяч ом, т. е. на два порядка. В отдельных случаях при использовании очень коротких антенн ее входное сопротивление может измеряться единицами ом.

В диапазонных передатчиках в цепь антенны включают дополнительный реактивный элемент — орган настройки (рис. 12-20). Недостатком схемы является невозможность регулировки эквивалентного сопротивления

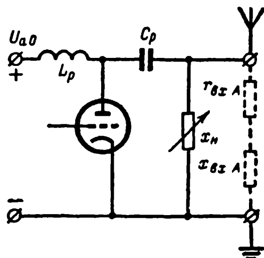


Рис. 12-20. Выходной каскад простой схемы.

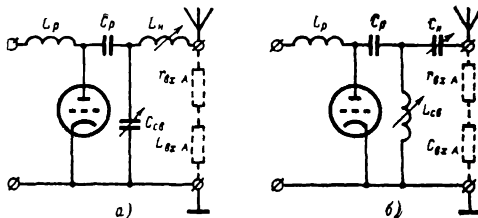


Рис. 12-21. Выходные каскады с регулируемым сопротивлением нагрузки.

*а* — компенсация индуктивности нагрузки; *б* — компенсация емкости нагрузки.

нагрузки. Данного недостатка лишены схемы на рис. 12-21, в которых введение дополнительного органа регулировки — элемента связи — определяет возможность получения нужного сопротивления нагрузки:

$$R_э = \frac{x_{св}^2}{r_н + r_{св} + r_{вх.А}} \qquad (12\text{-}49)$$

при резонансе в антенном контуре, когда

$$x_{св} + x_н + x_{вх.А} = 0. \qquad (12\text{-}50)$$

Доля генерируемой мощности, передаваемой в антенну, определяет *к. п. д. антенного контура*

$$\eta_{А.к} = \frac{1}{1 + \frac{r_{св} + r_н}{r_{вх.А}}}, \qquad (12\text{-}51)$$

откуда видно, что для достижения высокого к. п. д. необходимо, чтобы входное сопротивление антенны было значительно больше сопротивления потерь органов связи и настройки. Поскольку потери сосредоточива-

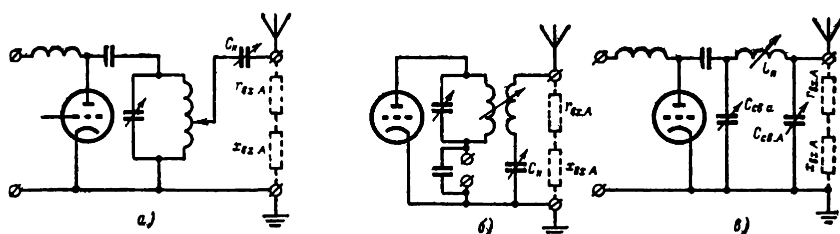


Рис. 12-22. Выходные каскады сложной схемы.

ются преимущественно в катушках и пропорциональны их индуктивностям, следует так выбирать схему, чтобы свести их к минимуму. Последнее достигается при выполнении правила: орган связи должен хотя бы частично компенсировать своей реактивностью реактивную составляющую входного сопротивления антенны. Поэтому при ее индуктивном характере лучший к. п. д. будет получен в схеме на рис. 12-21, *а*, а при емкостном — в схеме на рис. 12-21, *б*.

Из формулы (12-49) следует, что при большой величине $r_{\text{вх.А}}$ может оказаться невозможным получение необходимого сопротивления нагрузки для генератора, которое измеряется обычно несколькими тысячами ом. В этом случае нужно переходить к сложной схеме выходного каскада.

**Фильтрация высших гармоник** для ветви контура характеризует уменьшение относительного содержания высших гармоник в ветви по сравнению с их относительным содержанием в подводящей цепи.

Фильтрация индуктивной ветви:

контура I вида

$$\Phi_{Ln} = \frac{I_{L1}}{I_{Ln}} \cdot \frac{I_{a1}}{I_{an}} = Q(n^2 - 1); \qquad (12\text{-}52)$$

контура II вида

$$\Phi_{Ln} = Q\frac{n^2 - 1}{n^2}; \qquad (12\text{-}53)$$

контура III вида

$$\Phi_{Ln} = Q(n^2 - 1). \qquad (12\text{-}54)$$

Фильтрация емкостной ветви:

контура I вида

$$\Phi_{Cn} = Q\frac{n^2 - 1}{n^2}; \qquad (12\text{-}55)$$

контура II вида

$$\Phi_{Cn} = Q\frac{n^2 - 1}{n^2}; \qquad (12\text{-}56)$$

контура III вида

$$\Phi_{Cn} = p_C Q \frac{n^2 - 1}{n^2 - 1 + p_C}. \qquad (12\text{-}57)$$

При мощности передатчика свыше 100 *вт* выходные каскады простой схемы обычно недостаточно подавляют высшие гармоники, мощность излучения которых не должна превышать 25 *мвт*, что также вынуждает переходить на сложную схему выхода.

В выходных каскадах сложной схемы энергия передается из анодного (промежуточного) контура в антенный контур, связанный с первым тем или иным видом связи (рис. 12-22). Использование в качестве нагрузки связанных контуров позволяет повысить фильтрацию высших гармоник на выходе.

Наличие двух органов связи — с промежуточным контуром и с антенным контуром позволяет дважды трансформировать сопротивление антенны и получать оптимальную нагрузку на лампу при любых входных сопротивлениях антенны.

Фильтрация высших гармоник в генераторе сложной схемы

$$\Phi = \Phi_{\text{К}} \Phi_{\text{А}}, \qquad (12\text{-}58)$$

где $\Phi_{\text{А}}$ — фильтрация антенного контура;

$\Phi_{\text{К}}$ — фильтрация ветви промежуточного контура, с которой связан антенный контур.

Отсюда ясно, что антенный контур следует связывать с индуктивной ветвью промежуточного контура; в то же время выгодно, чтобы антенна входила в индуктивную ветвь выходного контура. Это приводит к «оптимальной» с точки зрения фильтрации схеме выходного каскада с П-образным фильтром (рис. 12-22, *в*). Данная схема обладает большой гибкостью также с точки зрения трансформации входного сопротивления антенны. Основной ее недостаток — сложность настройки — может быть устранен использованием специальных градуировочных таблиц.

При выборе схем выходных каскадов нужно стремиться с симметричными антенно-фидерными устройствами использовать двухтактные генераторы, с несимметричными — однотактные генераторы. В противном случае необходимо принимать специальные меры для борьбы с рассимметрированием антенно-фидерного тракта или генераторов относительно земли. Это рассимметрирование возникает даже при трансформаторной связи из-за наличия связи через паразитные емкости (рис. 12-23). При связи двухтактного генератора с несимметричной антенной,

из-за того что токи через паразитные емкости от верхнего плеча (рис. 12-23, *а*) будут меньше, чем от нижнего, генератор будет разбалансирован, что приведет к уменьшению генерируемой мощности, увеличению рассеяния на аноде одной лампы и на сетках другой и появлению четных гармоник на выходе. При связи симметричной антенно-фидерной системы с однотактным генератором (рис. 12-23, *б*) неодинаковая величина емкостных токов от проводов фидера на землю приводит к нарушению его симметрии относительно земли, снижению к. п. д. и появлению излучения фидерной системы.

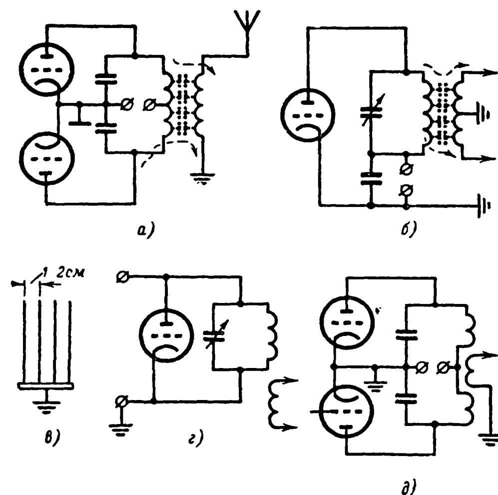


Рис. 12 23. Рассимметрирующее действие паразитной емкостной связи.

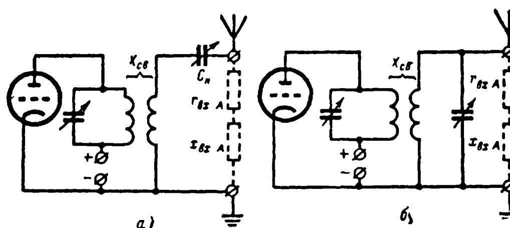


Рис. 12-24. Последовательная и параллельная схемы настройки антенны.

Исключить влияние паразитной емкостной связи можно установкой между катушками электростатического экрана, состоящего из ряда проводов, натянутых на круглой или плоской рамке на расстоянии 1—2 *см* друг от друга (рис. 12-23, *в*). Магнитная связь таким экраном не ослабляется.

Емкостные токи будут отсутствовать, если расположить катушку связи у края катушки промежуточного контура, соединенного с землей (рис. 12-23, *г*), или в центре катушки контура двухтактного генератора (рис. 12-23, *д*), где потенциал высокой частоты равен нулю.

В зависимости от величины входного сопротивления выбирают схему антенного контура. При малом $r_{вх.А}$ орган настройки включается последовательно с антенной (рис. 12-24, *а*) и мощность, передаваемая в антенный контур,

$$P_{А.к} = \frac{I_к^2 X_{св}^2}{2(r_п + r_{вх.А})}. \quad (12\text{-}59)$$

Если сопротивление потерь в органах связи и настройки $r_п$, а также входное сопротивление антенны $r_{вх.А}$ малы, то для передачи нужной мощности требуется небольшая связь; если $r_{вх.А}$ велико, то может потребоваться столь большая связь, что реализовать ее не удастся. Это вынуждает переходить на настройку антенны параллельным реактивным сопротивлением (рис. 12-24, *б*); оно образует с органом связи параллельный контур, мало шунтируемый большим входным сопротивлением антенны. Поэтому потери в этом контуре будут малы и, как в предыдущем случае, для передачи ему необходимой мощности не требуется сильной связи.

Настройка выходных каскадов сложной схемы производится в общем случае тремя ручками: настройки промежуточного контура, антенного контура и регулировки связи. Это сложно и неудобно при конструировании и эксплуатации.

Чтобы упростить настройку передатчиков, в особенности, устанавливаемых на подвижных объектах, где нужна максимальная оперативность, иногда отказываются от получения полного резонанса в нагрузочной системе и работают с ненастраиваемой антенной. Активный характер нагрузки достигается органом настройки промежуточного контура. Упрощение настройки достигается ценой ухудшения энергетических соотношений, особенно на краях диапазона. Поэтому подобные схемы используются преимущественно в узкодиапазонных передатчиках или передатчиках, работающих с широкополосными антеннами.

При работе с апериодическими антеннами (антенны бегущих волн) потребность в органе настройки антенны отпадает.

При коэффициенте перекрытия диапазона $k_f \leqslant 1{,}5$ и работе с широкополосными антеннами часто оказывается возможным отказаться от настройки антенны и от регулировки связи.

### Промежуточные каскады передатчиков

Промежуточные каскады предназначены для усиления мощности колебаний задающего генератора и преобразования его частоты.

Большинство промежуточных каскадов является усилителями сложной схемы, используемыми в режиме С. Особенность их работы состоит в том, что оконечной нагрузкой является нелинейное сопротивление

участка сетка — катод следующего каскада (рис. 12-25, *а*).

Нелинейность нагрузки приводит к появлению на сетке следующего каскада напряжения искаженной формы из-за падения напряжения высших гармоник сеточного тока на реактивных сопротивлениях в сеточной цепи. Это может привести к ухудшению к. п. д. анодной цепи.

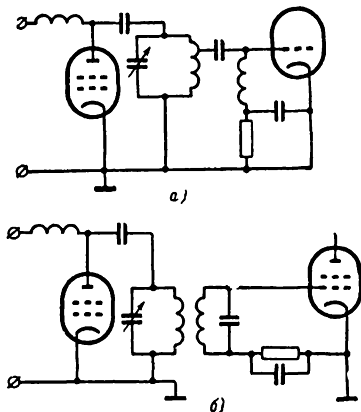



Рис. 12-25. Схемы промежуточных каскадов.

Для устранения искажений лучше всего использовать в сеточной цепи возбуждаемого генератора настроенный контур (рис 12-25, *б*).

При расчетах упрощенно полагают, что генератор нагружен на входное сопротивление следующего каскада

$$Z_{вх} = \frac{\dot{U}_c}{\dot{I}_{c1}} = R_{вх} + \frac{1}{j\omega C_{вх}}. \qquad (12\text{-}60)$$

Для того, чтобы не нагружать контур задающего генератора, следующий за ним каскад ставят в режим без токов первой сетки (в буферный режим), что возможно, если

$$u_{с.макс} = -U_{c0} + U_c \leqslant 0.$$

Поскольку во всех генераторных лампах импульсы формируются при положительных напряжениях на сетке, данное условие свидетельствует о недоиспользовании ламп буферных каскадов по току. Это недоиспользование будет тем меньше, чем левее ее характеристики. Поэтому в буферных каскадах всегда следует использовать тетроды или пентоды. При этом часто допускается увеличение на 10—20% напряжения на экранирующей сетке. Для увеличения выходной мощности можно брать увеличенные углы отсечки — до 90—110°. Поскольку каскад не имеет большого значения в общем энергетическом балансе передатчика, его к. п. д. может быть занижен.

В каскаде используется смещение от внешнего источника либо катодное смещение.

*Умножители частоты* представляют собой генераторы с внешним возбуждением, в нагрузочных контурах которых выделяются высшие гармоники анодного тока.

Следствием (12-19) является то, что при использовании ламп с ограниченной эмиссией (с вольфрамовым катодом) мощность умножителей убывает приблизительно обратно пропорционально номеру выделяемой гармоники.

При использовании ламп со сложными катодами (оксидным и родственными ему катодами) в принципе можно получить почти такую же мощность, как и при усилении. Уменьшая угол отсечки и увеличивая амплитуду импульса анодного тока так, чтобы не нарушалось предельное использование ламп по току $I_{a0} \leqslant I_{a0\,доп}$, можно получить:

$$P = \frac{1}{2}(I_{a0}\gamma_1)U_{к.гр} = \frac{1}{2}(I_{a0}\gamma_n)U_{к.гр}.$$

Из графиков на рис. 12-26 видно, что $\gamma_1(90°) = \gamma_2(45°) = \gamma_3(30°)$.

Следовательно, при данных углах отсечки мощности усилителя, удвоителя и утроителя будут равны, но поскольку $\alpha_0(90°) \approx \approx 2\alpha_0(45°) \approx 3\alpha_0(30°)$, для этого необходимо получить в удвоителе импульс с удвоенной, а в утроителе — с утроенной амплитудой. Последнее требует значительного увеличения напряжения на сетке, что часто невозможно из-за опасности ее перегрева или возникновения пробоя участка сетка — катод лампы.

Аналогичные соображения можно высказать и в отношении электронного к. п. д. умножителей $\eta = \frac{1}{2}\xi\gamma_n$. По полезной нагрузке к. п. д. умножителей обычно значительно ниже, чем усилителей. Это вызвано тем, что из-за уменьшения амплитуд высших гармоник с ростом их номера для получения граничного режима требуется увеличение сопротивления нагрузки, вследствие чего уменьшается нагрузочная способность генератора.

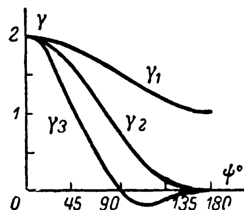



Рис. 12-26. Зависимости коэффициентов формы от угла нижней отсечки.

Работа умножителя с малыми углами отсечки и большими импульсами определяет особую необходимость использования ламп с высокой крутизной и малыми токами управляющей сетки, т. е. тетродов (особенно лучевых) и пентодов, обладающих

высокоэмиссионными катодами. Эти лампы имеют малую проницаемость, что позволяет не учитывать реакцию анода и производить расчет по формулам, справедливым для усилителей с подстановкой соответствующих коэффициентов разложения.

### Ламповые генераторы СВЧ с внешним возбуждением

Основные особенности работы генераторов СВЧ заключаются в следующем.

С ростом частоты возрастает влияние индуктивностей выводов электродов: а) за счет падения напряжения от полного тока лампы на индуктивности вывода катода возрастают необходимое напряжение и мощность возбуждения; б) увеличивающееся падение напряжения на индуктивностях выводов сеток приводит к утрате экранирующих свойств второй сеткой в тетродах и первой сеткой в триодах, используемых в усилителях с общей сеткой.

Возрастают тепловые потери в баллоне ламп, выводах и других конструктивных элементах, находящихся под напряжением высокой частоты.

Увеличиваются емкостные токи, протекающие между электродами, к которым присоединяется контур, вследствие того, что междуэлектродная емкость лампы начинает представлять основную долю емкости контура.

Из-за уменьшения волнового сопротивления контуров с частотой $\rho=1/\omega C$ падает их резонансное сопротивление $R_{э0}=\rho Q$. Это приводит к уменьшению нагрузочной способности генераторов, снижению их мощности, к. п. д. и повышению мощности рассеяния на аноде.

На волнах сантиметрового диапазона, вследствие того, что время пролета электронами междуэлектродных промежутков становится соизмеримым с периодом колебаний, возрастает мощность возбуждения, снижаются генерируемая мощность и к. п. д. генератора.

Для повышения мощности и к. п. д. генераторов СВЧ принимают следующие меры:

Всемерно уменьшают индуктивности выводов ламп, выполняя их в виде прямых толстых стержней или металлических лент; наилучшим образом это решается у ламп с цилиндрическими выводами. Исключают влияние индуктивностей выводов, применяя схемы двухтактных генераторов на сдвоенных лампах (ГУ-32, ГУ-29, ГУ-17, ГУ-18 и др.), в общих выводах которых отсутствуют первые гармоники токов.

Для сохранения тепловых потерь на допустимом уровне снижают питающие напряжения, и в первую очередь — напряжение на аноде.

По возможности стремятся уменьшить междуэлектродные емкости ламп и особенно, их части, связанные с прохождением потока индукции через баллон. Для этого разносят выводы, между которыми действуют наиболее сильные высокочастотные электрические поля.

Для уменьшения потерь в генераторе заменяют стекло баллона термостойкой высокочастотной керамикой с малым углом потерь.

Повышают нагрузочную способность генераторов путем использования объемных резонаторов с высокой добротностью, устранения монтажных проводов, повышения тока эмиссии лампы, снижения анодного напряжения и всемерного уменьшения емкостей, входящих в колебательную систему.

Для уменьшения влияния времени пролета электронов стремятся уменьшить междуэлектродные промежутки и создать объемный заряд большой плотности, близко подходящий к плоскости сетки.

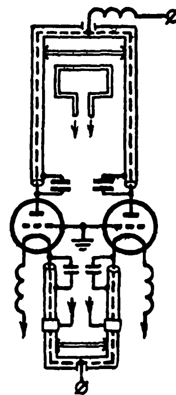


Рис. 12-27. Двухтактный усилитель с общей сеткой метрового диапазона.

В диапазоне метровых волн наибольшее распространение получили двухтактные генераторы с индуктивностями в виде отрезков короткозамкнутых двухпроводных линий (рис. 12-27). Длина отрезков линии определяется из условия резонанса

$$l=\frac{\lambda}{2\pi}\operatorname{arctg}\frac{1}{\omega CW}+n\frac{\lambda}{2}, \qquad (12\text{-}61)$$

где $C$ — емкость на входе линии;
$W$ — волновое сопротивление двухпроводной линии, $W=120 \ln d/D$;
здесь $d$ — расстояние между проводами;
$D$ — диаметр проводов.

Генераторы ДЦВ из-за конструктивной сложности построения двухтактных схем на лампах с цилиндрическими выводами выполняются чаще всего по однотактной схеме с индуктивностями в виде отрезков короткозамкнутых коаксиальных линий. Они надеваются непосредственно на цилиндрические выводы ламп (рис. 12-28). Перестройка производится перемещением короткозамыкающих поршней. Резонансная длина определяется по формуле (12-61), в которой волновое сопротивление $W=60 \ln D/d$, где $D$ — диаметр внешнего, а $d$ — внутреннего цилиндров.

Расположение вывода сетки у маячковых и металлокерамических триодов между выводами катода и анода предопределяет использование генераторов по схеме с общей сеткой, обладающей малым коэффициентом усиления — порядка нескольких единиц.

В настоящее время разработана большая серия тетродов аналогичной конструкции (ГУ-33Б, ГС-3Б и др.), способных работать в диапазоне ДЦВ вплоть до волн $\lambda = 20 \div 30$ *см* с высоким к. п. д. — до 50—70%, с уровнями мощности до 30 *квт* (в импульсном режиме до 1 *Мвт*). При использовании их выходной контур образуется коаксиальным контуром между анодом и экранирующей сеткой (рис. 12-29); входной контур образуется коаксиальным контуром между катодом и управляющей сеткой; по высокой частоте обе сетки соединяются с землей.

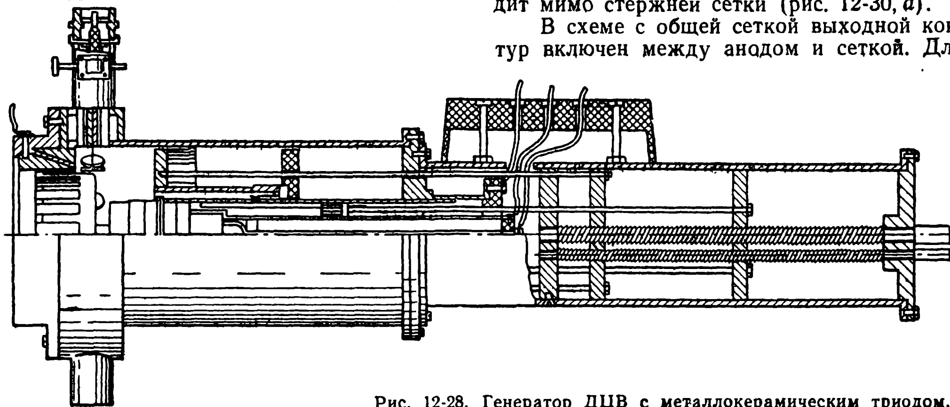


Рис. 12-28. Генератор ДЦВ с металлокерамическим триодом.

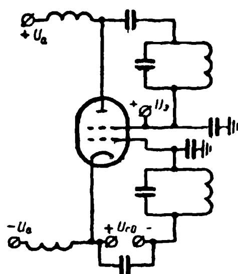



Рис. 12-29. Тетродный генератор ДЦВ.

Для повышения крутизны и уменьшения требуемого сопротивления нагрузки многие мощные современные лампы СВЧ имеют катоды цилиндрической конструкции, состоящие из большого числа эмиттирующих стержней торированного вольфрама, накаливаемых током в сотни ампер. Они создают объемный заряд высокой плотности, подходящий близко к сетке, благодаря чему крутизна достигает 350 *ма/в*. Фактически образуется параллельное соединение многих ламп в одном вакуумном объеме, что приводит к снижению требуемого сопротивления нагрузки до нескольких сотен ом.

Предел использования по мощности триодов вообще, и СВЧ триодов в особенности, обычно определяется мощностью, рассеиваемой на сетке. Для уменьшения токов сетки создаются лучевые триоды со стержневыми электродами, смещенными один относительно другого, вследствие чего большая часть электронного потока проходит мимо стержней сетки (рис. 12-30, *а*).

В схеме с общей сеткой выходной контур включен между анодом и сеткой. Для увеличения резонансного сопротивления контура особенно важно уменьшить емкость анод — сетка, что достигается у ряда триодов установкой специального электростатического экрана между сеткой и анодом (рис. 12-30, *б*).

При расчетах резонансного сопротивления контура необходимо учитывать распределенные и сосредоточенные активные и реактивные сопротивления, а также характер распределения тока и напряжения вдоль линии. Учет этих особенностей дает [Л. 5]:




Рис. 12-30. Конструкция новых СВЧ триодов.

$$R_{э0} = \frac{2\left(\frac{5,3\lambda}{C_0}\right)^2}{\frac{2(r_к + r_{к.з}) + r_1 l}{\cos^2 ml} + 2r_л + \frac{r_1}{m}\operatorname{tg} ml}, \qquad (12\text{-}62)$$

где $r_к$ — сопротивление потерь в контактах замыкателя, *ом*;
$r_{к.з}$ — сопротивление потерь в короткозамыкающей шайбе, *ом*;
$r_1$ — сопротивление распределенных потерь, *ом/см*;
$r_л$ — сопротивление потерь в конструкции лампы;
$C_0$ — емкость на входе линии, *пф*;
$m = 2\pi/\lambda$.

Сопротивление потерь в контактах замыкателя зависит от давления контактных пружин и ряда конструктивно-технологических особенностей. При нормальном удельном давлении 3—15 *н/м*$^2$ переходное сопротивление обычно составляет $r_{к1} = 0{,}01 \div 0{,}08$ *ом* на 1 *см* длины контактной поверхности.

Сопротивление потерь лампы, измеренное между сеткой и анодом, на волнах дециметрового диапазона лежит в пределах от сотых до десятых долей ома.

Сопротивление распределенных потерь коаксиальной линии рассчитывается из соотношения

$$r_1 = \frac{R_S}{\pi}\left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d}\right),$$

где $R_S$ — удельное поверхностное сопротивление материала.

Из формулы (12-61) следует, что существует бесконечное множество резонансных отрезков линий, отличающихся друг от друга на целое число полуволн. Если линия $l \leqslant \lambda/4$, то говорят, что она используется *на основном тоне*; если $\frac{3}{4}\lambda \geqslant l \geqslant \lambda/2$, то говорят, что она используется на *первом обертоне*, и т. д.

К использованию отрезков линий на обертонах следует прибегать только в тех случаях, когда на основном тоне она получается неконструктивной (слишком малая длина из-за большой входной емкости), поскольку резонансное сопротивление линии на обертонах резко снижается.

Связь резонаторов с внешними цепями осуществляется чаще всего индуктивной петлей или за счет емкости между внутренним цилиндром и небольшой пластинкой, соединенной с фидерной линией. Для передачи в нагрузку максимальной мощности или уменьшения размеров элементов связи, если это конструктивно приемлемо, компенсируют их реактивность сосредоточенными постоянными или реактивными шлейфами.

## 12-3. ОБЩИЕ СВОЙСТВА АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ

### Генераторы с обратной связью

Автогенератором принято называть всякое устройство, преобразующее энергию источника постоянного тока в энергию электрических колебаний без воздействия внешней переменной э. д. с.

Такая автономная колебательная система может быть образована, если подавать на вход усилительного устройства напряжение не от внешнего источника, а с выхода того же усилителя, соединяя вход с выходом специальной цепью, называемой *цепью обратной связи* (рис. 12-31).

Простейший автогенератор с обратной связью приведен на рис. 12-32. Здесь автогенератор состоит из лампового резонансного усилителя с контуром в анодной цепи и цепи обратной связи, которая образуется катушкой $L_c$, индуктивно связанной с катушкой контура $L_к$.

Первичные колебания в системе создаются флуктуациями электрических токов или напряжений, которые всегда имеются в электрических цепях. Воздействуя на сетку лампы, они могут так регулировать ее проводимость, что поступление энергии источника будет превышать потери энергии возникших колебаний в контуре; тогда их амплитуда станет нарастать. Условие, при котором это происходит, называют *амплитудным условием самовозбуждения.*

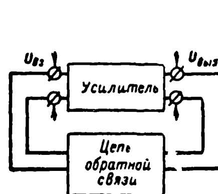



Рис 12-31. Функциональная схема автогенератора с обратной связью.

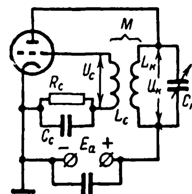



Рис. 12-32. Ламповый автогенератор с трансформаторной обратной связью.

Если бы все элементы схемы, в том числе и усилитель, обладали чисто линейными характеристиками, установление стационарного процесса было бы невозможным: амплитуда колебаний продолжала бы неограниченно возрастать. Поскольку, в реальных устройствах это невозможно, в системе должен быть хотя бы один элемент с нелинейной характеристикой. Чаще всего таким нелинейным элементом является усилитель, усиление которого уменьшается, когда действующие напряжения превышают некоторые критические значения.

При наступлении равенства (баланса) потребляемой от источника постоянного тока энергии и энергии потерь амплитуда колебаний в системе перестает нарастать и наступает стационарный процесс, при котором амплитуды токов и напряжений сохраняются неизменными. Тогда условно считают, что в генераторе устанавливается *баланс амплитуд*.

Вследствие нелинейности усилителя генерируемые колебания в общем случае имеют несинусоидальную форму. Однако, если в качестве нагрузки усилителя использовать селективную цепь, то благодаря ее фильтрующим свойствам на выходе системы могут быть получены колебания, близкие к гармоническим. Чем более ярко выражены резонансные свойства селективной цепи, тем ближе форма колебаний к гармоническим.

Такой же результат может быть достигнут, если фильтрующий элемент поместить в цепь обратной связи. И в том и в другом случае подавление высших гармоник осу-

ществляется путем создания неблагоприятных для них амплитудных соотношений.

Нарастание колебаний в автогенераторе может произойти только при определенных фазовых соотношениях в схеме. Допустим, что в схеме (рис. 12-31) возбуждаются гармонические колебания. Напряжение на выходе усилителя в общем случае может быть сдвинуто по фазе относительно напряжения на входе. При передаче напряжения с выхода усилителя на вход по цепи обратной связи также возможно изменение фазы. Для того, чтобы передаваемое с выхода на вход напряжение усиливало первоначально возникшее слабое напряжение на входе, нужно, чтобы они совпадали по фазе или отличались на целое число $2\pi$ *рад*.

Это и является *фазовым условием самовозбуждения.*

Фазовое условие имеет одновременно и иное значение. Несовпадение фазы напряжения, прошедшего от входа усилителя к его выходу и по цепи обратной связи снова к входу, с напряжением на входе приводит к изменению фазы результирующего входного напряжения. Этот процесс непрерывного изменения фазы приводит к изменению частоты $f=\frac{d\varphi}{dt}$ колебаний в схеме. Если, например, сумма фазовых сдвигов будет меньше $2\pi$ *рад*, то вектор результирующего напряжения будет запаздывать и частота — уменьшаться. Если сумма фазовых сдвигов будет больше $2\pi$ *рад*, произойдет ускорение вектора результирующего напряжения и частота возрастет.

Поскольку сдвиг фаз напряжений на входе и выходе усилителя и сдвиг фаз в цепи обратной связи, как правило, зависят от частоты колебаний, то изменения частоты будут приводить к изменениям фазовых сдвигов. Этот процесс закончится только тогда, когда изменение фазовых сдвигов приведет к совпадению по фазе колебаний на входе с колебаниями, прошедшими на вход через схему. Отсюда ясно, что фазовое условие самовозбуждения определяет частоту колебаний, устанавливающихся в генераторе. Для возбуждения колебаний необходимо одновременное выполнение амплитудного и фазового условий. Это позволяет подавлять нежелательные колебания при невыполнении хотя бы одного из данных условий. Вследствие этого даже на базе нелинейного усилителя с апериодической нагрузкой можно получить колебания, близкие к гармоническим.

### Методы анализа автоколебательных систем

**Решение нелинейных уравнений.** Явления в одноконтурном автогенераторе описываются нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка следующего вида:

$$\frac{d^2u}{dt^2}+\omega_0^2 u = K(u)\frac{du}{dt}, \qquad (12\text{-}63)$$

где $u$ — напряжение (или ток) в одной из цепей;

$\omega_0^2$ — постоянный коэффициент, зависящий от линейных параметров системы;

$K(u)$ — нелинейная функция напряжения, зависящая от нелинейных элементов системы.

Существуют только приближенные методы его решения. Среди них фундаментальное значение приобрел *метод медленно меняющихся амплитуд.*

Метод основан на том обстоятельстве, что если в систему входит высокодобротный контур, то колебания близки по форме к синусоидальным и частота их близка к собственной частоте контура. Последнее справедливо при малости правой части уравнения (12-63) (напомним, что без правой части данное уравнение переходит в уравнение незатухающих колебаний с частотой $\omega_0$).

При высокой добротности колебательной системы энергия, поступающая в контур от источника за период колебания, составляет лишь небольшую долю от запасаемой им реактивной энергии. Поэтому изменение амплитуды колебаний в нем за это время в процессе самовозбуждения незначительно. Это дает основание искать решение в виде

$$u=U(t)\sin\omega_0 t, \qquad (12\text{-}64)$$

где $U(t)$ — медленно меняющаяся амплитуда.

Подставив (12-64) в уравнение (12-63), отбрасывают все члены, содержащие гармонические функции с частотами $\omega_0$ и кратными $\omega_0$, на основании того, что их среднее значения за период основного колебания $T=\frac{2\pi}{\omega_0}$ равны нулю и не могут повлиять на величину медленно изменяющейся амплитуды. В результате приходят к укороченному дифференциальному уравнению следующего типа:

$$\frac{dU}{dt}=f(U).$$

Решение его производят, аппроксимируя степенным рядом характеристику нелинейного элемента.

Данный метод позволяет определить закон изменения амплитуды колебаний в процессе самовозбуждения генератора, амплитуду колебаний в установившемся режиме, время установления колебаний, найти условия самовозбуждения и поправку для величины частоты, вызванную нелинейностью усилителя.

**Квазилинейный метод.** В тех случаях, когда характер процесса самовозбуждения не представляет интереса, а важны только данные стационарного режима, целесообразно использовать квазилинейный метод, основанный на введении понятия о *средней крутизне* лампы, впервые предложенного

Ю. Б. Кобзаревым. Под средней крутизной понимается коэффициент пропорциональности между первой гармоникой анодного тока и управляющим напряжением (суммой напряжения на сетке и реакции анода). Поскольку в общем случае между ними существует сдвиг фаз, среднюю крутизну следует считать комплексной величиной. При этом схема автогенератора (рис. 12-33) «линеаризуется» и для ее анализа можно пользоваться представлениями о комплексных амплитудах (см. т. 1, § 1-7).

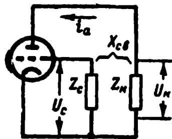


Рис. 12-33. Обобщенная схема лампового автогенератора.

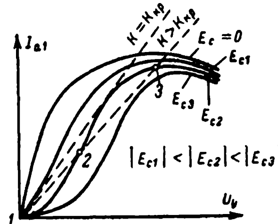


Рис. 12-34. Определение параметров стационарного режима по семейству колебательных характеристик.

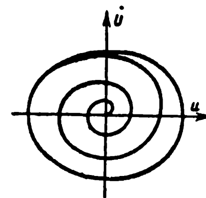


Рис. 12-35. Графическое описание процессов в автогенератоое на фазовой плоскости.

Если после установления колебаний в схеме на анодной нагрузке действует переменное напряжение $U'_к$, то благодаря обратной связи на сетку передается напряжение

$$\dot U_с = \dot K \dot U'_к, \quad (12\text{-}65)$$

где $\dot K$ — комплексный *коэффициент обратной связи.*

Управляющее напряжение на сетке

$$\dot U_у = \dot U_с + D\dot U_а = \dot U'_к\,(\dot K - D). \quad (12\text{-}66)$$

Под действием его в анодной цепи возникнет ток первой гармоники

$$\dot I_{а1} = \dot S_{ср}\,\dot U_у = \dot S_{ср}\,(\dot K - D)\,\dot U'_к\,. \quad (12\text{-}67)$$

Он создаст на анодной нагрузке напряжение

$$\dot U''_к = \dot Z_к\,\dot I_{к1} = \dot S_{ср}\dot Z_к(\dot K - D)\,\dot U'_к. \quad (12\text{-}68)$$

В стационарном режиме $\dot U''_к = \dot U'_к$ и

$$\dot S_{ср}\,\dot Z_к(\dot K - D) = 1,$$

что и является комплексным уравнением стационарного режима. Представив комплексные величины в показательной форме:

$$\dot Z_к = Z_к\,e^{j\varphi_Z};\quad \dot S_{ср} = Se^{j\varphi_S};$$

$$\dot K - D = |\dot K - D|\,e^{j\varphi_{K-D}},$$

получим два скалярных уравнения:

$$S_{ср}\,Z_к\,|\dot K - D| = 1; \quad (12\text{-}69)$$

$$\varphi_Z + \varphi_S + \varphi_{K-D} = 0 \text{ или } 2\pi n. \quad (12\text{-}70)$$

Уравнение (12-69) представляет собой *уравнение баланса амплитуд*, а (12-70) — *уравнение баланса фаз.*

Первое определяет амплитудные соотношения в стационарном режиме, при которых осуществляется баланс между подводимой мощностью и мощностью всех потерь в генераторе.

Второе — определяет частоту колебаний, устанавливающихся в схеме, поскольку фазовые углы являются функциями частоты.

Если амплитуда вторичного напряжения на контуре $U''_к$ больше амплитуды первичного $U'_к$, то колебания в схеме будут нарастать, что будет иметь место, если

$$S_{ср}Z_к\,|\dot K - D| > 1.$$

Считая в первом приближении коэффициент обратной связи действительным, можно получить значение минимального, так называемого «критического» коэффициента обратной связи, при котором происходит самовозбуждение автогенератора,

$$K_{кр} = \frac{1}{S_{ср}\,Z_к} + D, \quad (12\text{-}71)$$

откуда следует, что для самовозбуждения автогенератора нужна тем большая обратная связь, чем меньше средняя крутизна лампы и сопротивление нагрузки и чем больше проницаемость.

Для получения высокой крутизны в начальный момент и работы в режиме В или С с высоким к. п. д. после установления колебаний используют цепь автосмещения (см. рис. 12-32). Благодаря этому смещение нарастает от нуля до необходимого установившегося значения по мере увеличения амплитуды напряжения на сетке и сеточного тока. Одновременно средняя крутизна уменьшается от максимального значения статической крутизны лампы $S_0$ до значения $S_{ср} = S_0\,\alpha_1(1-\cos\psi)$.

**Графический метод определения параметров стационарного режима.** В любом автогенераторе одновременно существуют две зависимости: 1) $\dot U_у = (\dot K - D)\,\dot U_к = (\dot K - D)\dot Z_к\,\dot I_{а1}$ и 2) $I_{а1} = f(U_у;\ E_с)$. Последняя зависимость нелинейна, поэтому обычно она определяется экспериментально и представляется в виде серии графиков $I_{а1} = f(U_у)$

при фиксированных значениях смещения Эти графики получили название *колебательных характеристик*

Для определения стационарного режима на семействе колебательных характеристик проводится прямая обратной связи $I_{a1} = \frac{1}{(K-D)Z_к} U_у$ (рис 12-34) Точки пересечения определяют параметры стационарного режима при заданном напряжении смещения При значительных отрицательных сеточных смещениях колебательные характеристики приобретают перегиб и возможны три точки пересечения с прямой обратной связи Однако не все из них определяют устойчивый режим автоколебаний Легко показать, что малейшее нарушение режима в точке *2* приводит либо к срыву колебаний, либо к переходу в точку *3* В точках *1* и *3*, где крутизна колебательной характеристики меньше наклона линии обратной связи, режим является устойчивым Поскольку это условие получено из амплитудных условий, оно выражает *условие устойчивости амплитуды колебаний*

*Условие устойчивости частоты* можно получить исходя из отмеченного выше обстоятельства, что частота в схеме нарастает, если вектор вторичного напряжения $U''_к$ начинает опережать вектор первичного напряжения $U'_к$, что будет, когда сумма фазовых углов $\Sigma\varphi = \varphi_z + \varphi_s + \varphi_{K-D}$ становится больше нуля Наоборот, частота уменьшается, если $\Sigma\varphi < 0$

Допустим, что из-за случайных причин частота получила небольшое положительное приращение $\Delta\omega$. Оно будет уменьшаться, если вызванное этим нарушение баланса фаз даст $\Sigma\varphi(\omega + \Delta\omega) < 0$, т е $\Delta\Sigma\varphi < 0$

Поскольку при малых изменениях $\omega$ и $\varphi$

$$\Delta\Sigma\varphi = \frac{\partial \Sigma\varphi}{\partial \omega} \Delta\omega,$$

а $\Delta\omega > 0$, условие устойчивости частоты имеет вид·

$$\frac{\partial \Sigma\varphi}{\partial \omega} < 0, \qquad (12\text{-}72)$$

т е крутизна результирующей фазо-частотной характеристики генератора в области устойчивой частоты генерации должна быть отрицательной Поскольку обычно $\frac{\partial \varphi_Z}{\partial \omega} \gg$ $\gg \frac{\partial \varphi_S}{\partial \omega}$ и $\frac{\partial \varphi_{K-D}}{\partial \omega}$, данное требование в большинстве случаев сводится к требованию работы на участке фазо-частотной характеристики колебательной системы с отрицательной крутизной Однако существуют схемы (кварцевые генераторы с кварцем в цепи обратной связи), у которых

$$\frac{\partial \varphi_{K-D}}{\partial \omega} \gg \frac{\partial \varphi_Z}{\partial \omega},$$

тогда устойчивость частоты обеспечивается при $\frac{\partial \varphi_{K-D}}{\partial \omega} < 0$.

По колебательным характеристикам можно определить критический коэффициент обратной связи при заданном смещении и сопротивлении нагрузки Они также показывают, что при значительном смещении для возбуждения генератора необходимо наличие в начальный момент большой амплитуды напряжения на сетке (*жесткий режим*) или нужно устанавливать очень сильную обратную связь

**Графический метод анализа процесса установления колебаний в автогенераторе.** Качественное описание процесса самовозбуждения автогенераторов может быть произведено по графическим построениям на так называемой *«фазовой» плоскости.* Под этим подразумевается плоскость, в которой за координаты принимаются ток или напряжение в одной из цепей и их производные по времени Таким образом, каждая точка плоскости характеризует фазу, т е состояние колебательного процесса системы Точка, соответствующая определенному состоянию системы называется *изображающей.* При изменении состояния изображающая точка будет перемещаться по фазовой плоскости, описывая так называемую *фазовую траекторию,* которая характеризует процесс изменения состояния системы при установлении колебаний (рис 12-35)

Нестационарный процесс характеризуется спиралеобразной траекторией с центром в начале координат Установление стационарного режима приводит к образованию замкнутой траектории

Построение траекторий производится обычно приближенными способами (например, с помощью изоклин). Данный метод удобен для описания систем, которые не могут быть проанализированы методом медленно меняющихся амплитуд. Это относится в первую очередь к генераторам резко несинусоидальных (релаксационных) колебаний.

### Автогенераторы с отрицательным сопротивлением

Установление в автогенераторе незатухающих колебаний свидетельствует о компенсации потерь в колебательной системе, что формально можно трактовать как внесение в нее некоторого *«отрицательного» сопротивления*, равного по величине сопротивлению потерь

Отрицательное сопротивление в генераторах с обратной связью имеет лампа, регулирующая поступление энергии в контур от источника постоянного напряжения под действием напряжения на сетке Об этом свидетельствует отрицательная крутизна ее динамической характеристики Важно отметить, что это достигается только при подаче на сетку напряжения по це-

ли обратной связи в противофазе с напряжением на аноде, как это происходит в усилителях (см. рис. 12-4).

Вместе с тем имеется ряд устройств, которые по самой своей природе обладают отрицательным дифференциальным сопротивлением. Присоединение их к колебательной системе может привести к генерации незатухающих колебаний без применения внешней обратной связи.

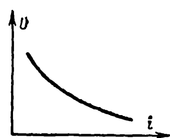



Рис. 12-36. Вольт-амперная характеристика электрической дуги.

Примером такого устройства является электрическая дуга, имеющая падающую вольт-амперную характеристику (рис. 12-36). Последнее объясняется возникновением около катода облака положительных ионов, служащего положительной сеткой. Интенсивность облака возрастает с увеличением потока электронов, в результате чего сопротивление дуги падает и напряжение на электродах уменьшается.

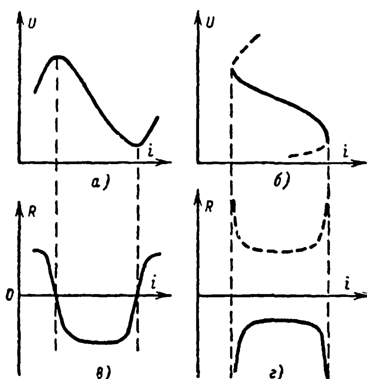



Рис. 12-37. Характеристики элементов с отрицательными сопротивлениями.

*а* — элемент с N-образной характеристикой; *б* — элемент с S-образной характеристикой; *в* — график изменения дифференциального сопротивления при N-образной характеристике; *г* — график изменения дифференциального сопротивления при S-образной характеристике.

В первый период развития радиотехники строились многочисленные дуговые генераторы, в которых незатухающие колебания получались в контуре с включенной в него последовательно дугой.

Все реальные устройства могут обладать свойствами отрицательного сопротивления только в некоторой области режимов, за пределами которой они проявляют себя как элементы с положительным сопротивлением. В противном случае колебания в системе с отрицательным сопротивлением нарастали бы неограниченно. При этом возможны два типа переходов к положительным сопротивлениям: через нулевые значения сопротивления и через бесконечно большие. В зависимости от этого образуются два вида характеристик — S- и N-типа (рис. 12-37,*а*, *б*). Под этими характеристиками приведены графики изменения дифференциального сопротивления элементов $R = \frac{du}{di}$ (рис 12-37, *в* и *г*).

Поскольку в случае N-образной характеристики напряжение и сопротивление являются однозначной функцией тока и, наоборот, ток и сопротивление не определяются однозначно напряжением, обычно говорят, что элемент управляется током Это также соответствует физической сущности явлений, как, например, в рассмотренном случае электрической дуги.

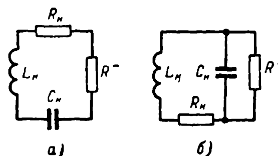



Рис 12-38. Схемы включения элементов с отрицательным сопротивлением.

*а* — последовательное включение в контур; *б* — параллельное присоединение к контуру

Обратное явление происходит в случае S-образной характеристики, вследствие чего считают, что здесь элемент с переменным сопротивлением управляется напряжением.

Если включить элемент с управляемым сопротивлением в контур (рис. 12-38, *а*) и установить режим так, что он будет работать на падающем участке характеристики, то при появлении переменного напряжения элемент будет отдавать энергию контуру При выполнении условия $|R^-| > R_к$ произойдет процесс самовозбуждения системы.

С точки зрения возникновения колебаний элементы с S- и N-образными характеристиками равноправны, поскольку их падающие участки имеют одинаковый вид. Иное положение создается, если рассматривать установление колебаний в системе. По мере увеличения амплитуды колебаний рабочая точка будет попадать на участки, где сопротивление переходит к положительным значениям. При последовательном включении в контур элемента с N-образной характеристикой, как следует из рис. 12-37, *в*. среднее значение отрицательного сопротивления будет уменьшаться. Это приведет на некоторой стадии процесса к установлению равенства $|R^-_{ср}| = R_к$ и переходу к стационарному режиму.

Если же в контур включить последовательно элемент с S-образной характеристикой, то по мере увеличения амплитуды колебаний рабочая точка (как следует из рис. 12-37, *г*) будет попадать в области, где отрицательное сопротивление неограниченно возрастает; вызванный этим рост ампли-

туды напряжения приводит к переходу в область бесконечно большого положительного сопротивления, благодаря чему колебания должны сорваться. Следовательно, в данном случае схема может генерировать только прерывистые колебания.

Если подключить элемент с S-образной характеристикой параллельно контуру (рис. 12-38, *б*), то возрастание отрицательного сопротивления с ростом амплитуды действующего на нем напряжения, приводит к постепенному уменьшению передачи энергии контуру. Это легко понять, если учесть, что большое отрицательное параллельное сопротивление пересчитывается в малое положительное.

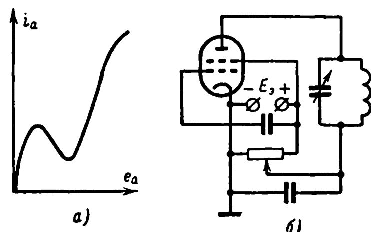



Рис. 12-39. Динатронный автогенератор.

*а* — характеристика тетрода с областью динатронного эффекта; *б* — схема генератора.

Благодаря этому при некоторой амплитуде колебаний устанавливается устойчивый стационарный режим.

Наоборот, подключение элемента с N-образной характеристикой параллельно контуру приведет по мере нарастания колебаний к уменьшению его среднего отрицательного сопротивления и увеличению эквивалентного последовательного. При переходе рабочей точки через нулевые значения $R$ эквивалентное последовательное сопротивление проходит через бесконечно большие положительные значения и колебания срываются. В этом случае в схеме возможны только прерывистые колебания.

Наибольшее распространение среди генераторов с отрицательным сопротивлением получили схемы с триодами и многосеточными лампами, у которых падающие участки вольт-амперных характеристик образуются в результате особого режима питания электродов. Из многочисленной группы схем такого рода рассмотрим две наиболее типичные схемы — динатронного и транзитронного генераторов.

Известно, что нелучевые тетроды имеют падающий участок характеристики при напряжении на экранирующей сетке, превышающем напряжение анода (рис. 12-39 *а*), из-за возникновения динатронного эффекта. Подобрав нужное соотношение напряжений (рис. 12-39, *б*), можно использовать лампу как элемент с отрицательным сопротивлением. Из рис. 12-39, *а* видно, что ее характеристика будет иметь S-образный вид, поэтому контур должен присоединяться параллельно лампе (рис. 12-39, *б*). Данная схема получила название *динатронного генератора*.

Используя пентоды, можно получить S-образную характеристику для тока экранирующей сетки (т. е. отрицательное сопротивление участка катод — экранирующая сетка). При определенном соотношении напряжений на сетках одновременное и одинаковое изменение напряжений на второй и третьей сетках приводит к перераспределению электронного потока в лампе между анодом и экранирующей сеткой: с увеличением потенциала сеток ток экранирующей сетки падает, а с уменьшением — растет.

Следовательно, $R_{эк} = \frac{du_э}{dt}$ в этом случае отрицательно.

Автоколебания в таком пентодном генераторе, называемом *транзитронным*, возбуждаются в контуре, включенном параллельно участку катод — экранирующая сетка. Защитная сетка при этом по высокой частоте соединяется с экранирующей сеткой (рис. 12-40).

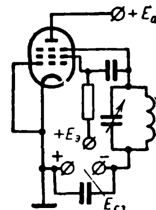



Рис. 12-40. Схема генератора с отрицательным сопротивлением на пентоде (транзитронный генератор).

Большое практическое значение приобрели за последнее время автогенераторы, в которых свойства отрицательного сопротивления определяются туннельным диодом, который обладает $S$-образной характеристикой (рис. 12-41, *а*). При малых напряжениях на *p-n* переходе ток резко возрастает с увеличением напряжения, поскольку в туннельном диоде почти нет затрат энергии на переход. Начиная с напряжения $U_1$, ток начинает уменьшаться вследствие того, что все большая часть занятых

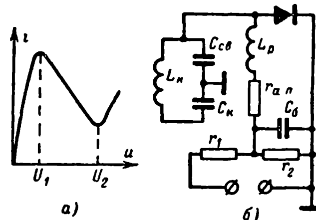



Рис. 12-41. Генератор с туннельным диодом.

*а* — характеристика туннельного диода; *б* — схема генератора.

состояний в зоне проводимости перестает перекрываться со свободными состояниями в валентной зоне. При напряжении $u=U_2$ туннельный ток практически прекращается, так как зоны полностью перестают перекрываться. Дальнейшее увеличение напря-

жения приводит к возрастанию тока из-за уменьшения потенциального барьера, и носители диффундируют через барьер, как в обычном диоде.

Вследствие узости перехода ($\sim 10^{-6}$ *см*) носители преодолевают его за время порядка $10^{-13}$ *сек*, поэтому их инерционные свойства практически не влияют на работу генераторов на волнах вплоть до миллиметрового диапазона. Ограничения по частоте определяются здесь емкостью *p-n* перехода, шунтирующей отрицательное сопротивление диода, и индуктивностью его выводов.

Расчеты и экспериментальные данные показывают, что автогенераторы на туннельных диодах при предельной простоте устройства имеют высокую стабильность частоты.

На рис. 12-41, *б* приведена одна из типовых схем автогенераторов с емкостной связью туннельного диода с контуром. Неполное включение диода позволяет устанавливать оптимальную связь контура с диодом, при которой достигается максимальная стабильность частоты.

Постоянное напряжение подается на диод от источника через потенциометр по схеме параллельного питания. Включение сопротивления $r_{а.п}$ необходимо для исключения возможности самовозбуждения на частоте контура, образуемого разделительным дросселем $L_р$ и конденсатором связи $C_{св}$.

От выбора сопротивлений, входящих в схему, зависит не только положение рабочей точки, но и токи и напряжения в установившемся режиме, когда $R_э = |R_д^-|$, где $R_э$ — эквивалентное сопротивление всех потерь, пересчитанных к зажимам диода.

### Явление автомодуляции

При установлении колебаний в автогенераторе одновременно происходят два процесса: нарастание амплитуды колебаний на контуре и увеличение напряжения смещения, вырабатываемого цепью автосмещения.

Строго говоря, оба эти процесса взаимосвязаны, однако при большой разнице в скорости их протекания можно в первом приближении считать, что скорость первого определяется в основном постоянной времени контура

$$\tau_к = \frac{2L_к}{r_к},$$

а скорость второго — постоянной времени цепи автосмещения

$$\tau_с = R_с C_с.$$

Если $\tau_с \gg \tau_к$, то колебания в контуре быстро нарастают практически при $E_с \approx 0$ и характеризуются точкой *1* пересечения колебательной характеристики для $E_с = 0$ с прямой обратной связью (рис. 12-42). Столь же быстро нарастает ток сетки. Это приводит к постепенному увеличению смещения, в результате чего режим будет характеризоваться переходами к точкам *2*, *3*, после чего, если ток сетки достаточно велик, а процесс установления в цепи сетки еще не закончился, произойдет срыв колебаний. Это приведет к исчезновению напряжения возбуждения, сеточного тока, и начнется разряд цепочки автосмещения.

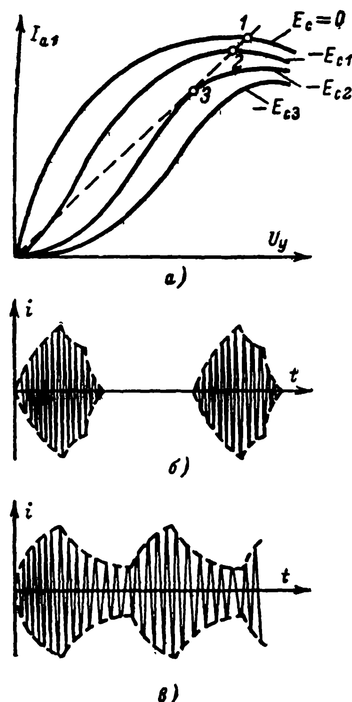



Рис. 12-42. Явление автомодуляции и прерывистой генерации.

*а* — изменения режима при самовозбуждении генератора; *б* — прерывистая генерация, *в* — автомодуляция.

Длительность разряда превышает длительность процесса заряда, поскольку постоянная времени зарядной цепи уменьшена проводимостью участка сетка — катод открытой лампы. Когда разрядный процесс закончится, генератор вернется в исходное состояние и снова возникнет самовозбуждение. Таким образом, генерация будет прерывистой, т. е. будут создаваться импульсы высокочастотных колебаний, разделенных относительно длительными паузами (рис. 12-42, *б*).

При меньшей разности постоянных времени контура и цепи автосмещения процесс уменьшения амплитуды колебаний может не дойти до срыва колебаний, а смениться их нарастанием. В результате колебания оказываются промодулированными по амплитуде (рис. 12-42, *в*).

В обычных условиях прерывистая генерация является вредным явлением, однако иногда она находит и полезное применение. Чтобы устранить автомодуляцию надо выбрать параметры цепи автосмещения так, чтобы $\tau_с \ll \tau_к$.

### Генерация колебаний разных частот

В большинстве случаев стремятся получить чисто монохроматические колебания. Однако в некоторых случаях желательно с помощью одного генератора получить несколько колебаний различных частот. Если интересуются колебаниями кратных частот,

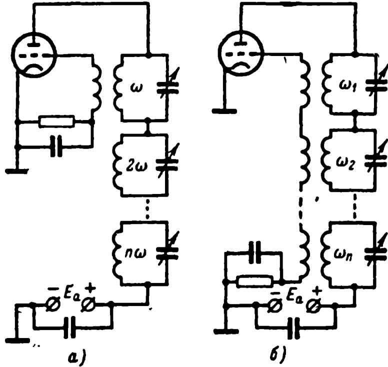



Рис. 12-43. Многочастотные автогенераторы.

*а* — схема с выделением высших гармоник анодного тока; *б* — схема с произвольным соотношением частот.

то проще всего они могут быть получены путем включения последовательно в анодную цепь любого автогенератора контуров, настроенных на нужные гармоники анодного тока (рис. 12-43, *а*).

Если желательно получить набор колебаний разных частот, не кратных друг другу, можно, включив в анодную цепь лампы контуры, настроенные на соответствующие частоты, связать каждый из них цепью обратной связи с сеткой (рис. 12-43, *б*). В данной схеме при наличии, например, двух контуров и малоинерционной цепи автосмещения могут одновременно существовать два устойчивых колебания с частотами, близкими к собственным частотам контуров.

Явления в схеме будут протекать поразному в зависимости от соотношения собственных частот контуров. Если они отличаются не более чем на два порядка, то около частот настройки, где частоты контуров кратны друг другу, будут существовать зоны синхронизации, внутри которых частоты возбуждаемых колебаний будут сохраняться кратными при коэффициенте кратности от 2 до 20. Между этими зонами генератор работает в режиме биений, при котором происходит модуляция высокочастотного колебания по амплитуде и частоте низкочастотным. Огибающая высокочастотных колебаний имеет нижнюю отсечку, т. е. генератор создает импульсы высокочастотных колебаний, следующие с частотой низкочастотного колебания (рис. 12-44).

Частотная модуляция высокочастотных колебаний относительно невелика и определяется изменениями напряжений и режима работы лампы, происходящими при самомодуляции.

При определенном выборе параметров схемы двухчастотного автогенератора он может работать в *сверхрегенеративном режиме*. Данный режим характерен тем, что амплитуда или длительность генерируемых высокочастотных импульсов возрастает при воздействии на схему высокочастотного сигнала. Объяснить это можно тем, что низкочастотное напряжение, действующее на сетке, попеременно то отпирает, то запирает лампу; при этом периодически изменяется крутизна, а следовательно, и условия для возбуждения высокочастотных колебаний. Когда создаются условия для возбуждения высокочастотных колебаний, их начальная амплитуда определяется напряжением дробового шума лампы и тепловым шумом высокочастотного контура. Амплитуда колебаний в схеме нарастает приблизительно по экспоненциальному закону (рис. 12-45, *а*) и достигает максимума вследствие либо уста-

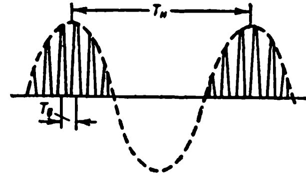



Рис. 12-44. Колебания в многочастотном автогенераторе.

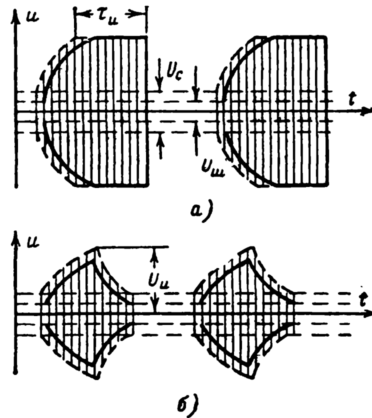



Рис. 12-45. Автоколебания многочастотного автогенератора в сверхрегенеративном режиме.

*а* — при переходе в нелинейную область; *б* — при работе в линейной области.

новления баланса амплитуд (перехода в нелинейный режим), либо перехода низкочастотного напряжения к запирающей фазе (до перехода в нелинейный режим, рис. 12-45, *б*). При появлении на контуре внешнего высокочастотного напряжения, превышающего напряжение шумов, переход к нелинейному режиму, определяемый амплиту-

дами токов и напряжений, наступает раньше, вследствие чего длительность импульса на выходе возрастает (пунктир на рис. 12-45, *а* и *б*). Во втором случае амплитуда напряжения при переходе низкочастотного напряжения к запирающей фазе успевает нарасти до бо́льшего значения. Благодаря этому амплитуда импульса на выходе будет больше, чем в отсутствие внешнего воздействия.

В некоторой области рабочих режимов эти изменения амплитуд или длительностей импульсов пропорциональны амплитуде внешнего сигнала.

### Затягивание частоты автогенераторов

При достаточно сильной связи автогенератора с нагрузкой последняя может оказывать существенное влияние на частоту

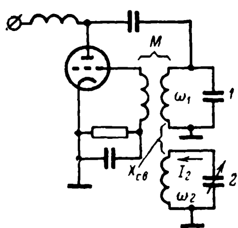



Рис. 12-46. Автогенератор с двумя связанными контурами в анодной цепи.

генерируемых колебаний и на режим работы генератора.

Связь с внешней цепью приводит к тому, что нагрузкой автогенератора в общем случае становится система двух связанных контуров (рис. 12-46) и оказывается возможной генерация на нижней или верхней

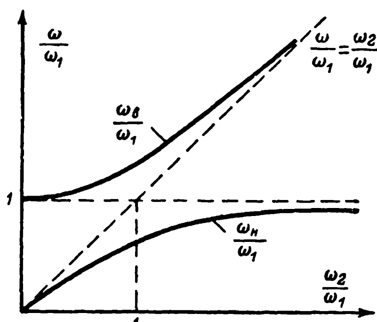



Рис 12-47. Закон изменения частот связи двух индуктивно связанных контуров.

частоте связи (на собственных частотах системы связанных контуров). В зависимости от взаимной расстройки частоты связи индуктивно связанных контуров изменяются в соответствии с графиками, приведенными на рис. 12-47.

В момент включения в генераторе возникают колебания обеих частот, однако условия для их дальнейшего существования никогда не бывают одинаковыми. Колебания той частоты, для которой потери в системе меньше, будут быстро нарастать, а

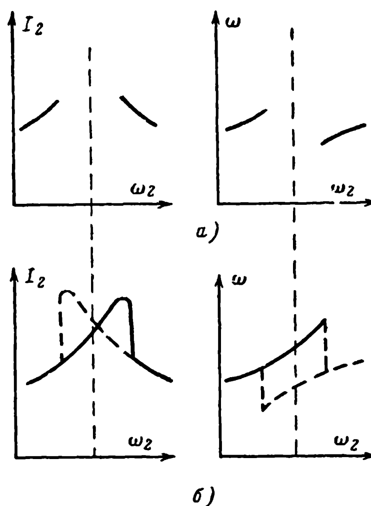



Рис. 12-48. Графики изменения тока во внешнем контуре и частоты генерируемых колебаний в двухконтурном автогенераторе

*а* — при сильной связи между контурами и слабой обратной связи, *б* — при сильной связи между контурами и сильной обратной связи.

колебания той частоты, на которой потери больше, будут затухать, и в стационарном режиме в автогенераторе установятся колебания только одной частоты. Такое подавление одних колебаний другими объясняется, во-первых, уменьшением средней крутизны лампы, обусловленным ростом амплитуды одного из колебаний и увеличением смещения на сетке; во-вторых, ухудшением условий пополнения энергии в колебательной системе на второй частоте. При преобладающем изменении напряжения на сетке на первой частоте часть электронов, пролетающих пространство взаимодействия электронного потока с полем контура (промежуток анод-катод лампы) попадает не в тормозящее, а в ускоряющее поле колебаний второй частоты.

При настройке внешнего контура *2* на частоту ниже частоты контура *1* расстройка внешнего контура по отношению к нижней частоте связи будет меньше, чем к верхней частоте. Поэтому будет происходить более интенсивная передача во внешний контур энергии колебаний нижней частоты; потери на верхней частоте будут меньше, и в генераторе установятся колебания на верхней частоте связи.

По мере приближения частоты настройки внешнего контура к частоте первого контура расстройка контура *2*, как видно из рис. 12-47, относительно верхней частоты

связи уменьшается, передача энергии во внешнюю цепь возрастает, эквивалентное сопротивление первого контура уменьшается и, если коэффициент обратной связи невелик, возможно нарушение амплитудного условия самовозбуждения

$$K \geqslant K_{кр} = \frac{1}{S_{ср} R_э} + D \qquad (12\text{-}73)$$

и срыв колебаний (рис. 12-48, *а*).

При настройке контура *2* на частоту выше $\omega_1$ он будет менее расстроен относительно верхней частоты связи, чем относительно нижней (рис. 12-47). Поэтому создадутся более благоприятные условия для возбуждения генератора на нижней частоте. Однако при $\omega_2 \approx \omega_1$ этому будет препятствовать значительное затухание контура *1* на этой частоте. Только при некоторой минимальной расстройке передача энергии во внешнюю цепь настолько уменьшится, что станет выполняться условие (12-73) и в генераторе возбудятся колебания нижней частоты.

Таким образом, будет существовать область настроек внешнего контура, внутри которой генератор возбуждаться не будет. Чтобы устранить этот срыв колебаний, нужно установить более сильную обратную связь В этом случае (рис. 12-48, *б*) при перестройке внешнего контура в сторону более высоких частот возбуждение колебаний на верхней частоте связи сохраняется в некоторой области частот $\omega_2 > \omega_1$. Это объясняется тем, что наличие колебаний в схеме затрудняет возникновение колебаний на новой частоте благодаря уменьшению средней крутизны и несинхронного с новой частотой изменения анодного напряжения. Поэтому перескок на нижнюю частоту связи происходит тогда, когда эквивалентное сопротивление анодного контура для новой частоты вдвое превысит минимальное необходимое значение, определяемое соотношением (12-73).

Аналогичные явления происходят при перестройке внешнего контура в сторону более низких частот, но при этом происходит затягивание генерации на нижней частоте связи. В результате образуются зоны, где настройка генератора становится неоднозначной: частота генерации зависит от того, в какую сторону перестраивается внешний контур; при включении же генератора он может с равной вероятностью возбудиться на одной из двух частот связи.

На практике часто приходится встречаться со случаем, когда внешняя колебательная цепь имеет не одну, а бесконечное множество резонансных частот. Такой цепью является антенна или несогласованный с нагрузкой фидер.

Резонанс в анодном контуре наступит, когда сумма его реактивного сопротивления и реактивной составляющей вносимого сопротивления со стороны нагрузки будет равна нулю. Величина и характер вносимого сопротивления определяются сопротивлением связи, величиной коэффициента стоячей волны в фидере и фазой стоячей волны, приходящейся на начало фидера. Последняя же является периодической функцией электрической длины фидера

$$l_э = \frac{l}{\lambda} = \frac{\omega l}{2\pi v}.$$

Таким образом, вносимое сопротивление является периодической функцией длины фидера и частоты. При заданной длине типичная зависимость $x_{вн} = f(\omega)$ показана на рис. 12-49.

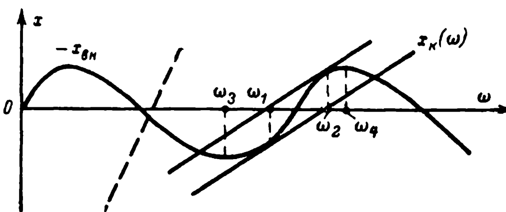



Рис. 12-49. Затягивание частоты в генераторе, работающем на несогласованный фидер.

В пределах полосы пропускания реактивное сопротивление контура изменяется в зависимости от частоты по линейному закону, поэтому частота генерируемых колебаний может быть определена по точкам пересечения периодической кривой $-x_{вн}(\omega)$ с прямой $x_к(\omega)$. При этом могут быть одна, две или три точки пересечения. Можно показать, что только точки, лежащие на участках кривой $-x_{вн}(\omega)$ с отрицательной крутизной, определяют устойчивый по частоте режим самовозбуждения. Отсюда видно, что при заданной крутизне $x_к(\omega)$ в области настроек контура от $\omega_1$ до $\omega_2$ настройка генератора будет неоднозначной и может сопровождаться перескоками частоты.

При крутизне прямой $x_к(\omega)$, превышающей максимальную крутизну кривой $x_{вн}(\omega)$ (пунктирный график), многозначность настройки исчезает, но в области от $\omega_3$ до $\omega_4$ самовозбуждение становится невозможным. Такой режим реализуется при высокой добротности контура или при малом коэффициенте отражения в фидере.

Если внутренний контур не перестраивается, а изменяются либо длина фидера, либо фаза коэффициента отражения от нагрузки, то в общем случае будут наблюдаться не только плавные изменения частоты, но и срывы колебаний, а также перескоки генерации с одной частоты связи на другую.

### Захватывание частоты автогенераторов

Воздействие внешней э. д. с. на автогенератор может привести к изменению его частоты Это явление характеризуется графиком, приведенным на рис. 12-50. Он показывает, что внутри некоторой области

частот $|\omega_в - \omega_0|_{гр}$ (где $\omega_в$ — частота внешнего источника, а $\omega_0$ — частота автогенератора до начала воздействия внешней э. д. с.), наличие внешнего воздействия приводит к изменению частоты генератора в сторону сближения с частотой внешнего

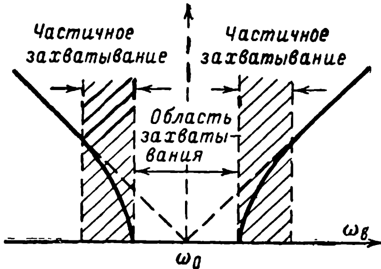



Рис. 12-50. Захватывание частоты автогенератора под воздействием внешней э.д.с.

источника. Начиная с некоторой разности частот, это сближение переходит в совпадение. Явление сближения частот называют *увлечением* или *частичным захватыванием*. При совпадении частот говорят о *захватывании* частоты автогенератора. Это свойство используется для принудительной синхронизации генераторов в передатчиках.

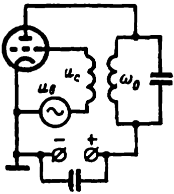



Рис. 12-51. Эквивалентная схема автогенератора при воздействии на него внешнего источника переменной э. д. с.

Строгая нелинейная теория захватывания частоты была наиболее полно разработана А. А. Андроновым и А. А. Виттом.

Качественное происхождение данного явления может быть пояснено на примере схемы с трансформаторной обратной связью (рис. 12-51). Независимо от того, как вводится внешняя э. д. с., благодаря наличию обратной связи, ее действие можно заменить включением в сеточную цепь источника э. д. с. $u_в$ последовательно с катушкой обратной связи. При включении его в цепи сетки происходят биения между напряжением $u_c$ частоты $\omega_0$ и вынуждающим напряжением $u_в$ частоты $\omega_в$, в результате которых возникают высокочастотные колебания со средней частотой $\omega_б = \frac{\omega_0 + \omega_в}{2}$ и переменными амплитудами, огибающая которых изменяется с разностной частотой $\Omega_б = |\omega_0 - \omega_в|$.

Под действием этого напряжения на сетке в анодной цепи возникнут высокочастотные импульсы с частотой $\omega_б$. Если частоты $\omega_0$ и $\omega_в$ близки друг к другу, то для составляющей тока частоты $\omega_б$ анодный контур будет представлять достаточно большое сопротивление, и в генераторе возбудятся колебания на данной частоте.

Продолжающееся воздействие внешней э. д. с. создаст новые биения с частотой, средней между $\omega_б$ и $\omega_в$. Таким образом, новая частота будет еще больше приближаться к частоте внешнего источника. Данный нестационарный процесс, протекающий, конечно, не «ступенчато», а непрерывно, может закончиться только при совпадении частоты генератора с частотой внешнего источника, когда будет иметь место захватывание частоты. Однако процесс изменения частоты может прекратиться и раньше, если разность частот генератора и внешнего источника велика, поскольку постепенное нарастание разности частот автогенератора и собственной частоты контура приводит к уменьшению амплитуды напряжения на контуре и сетке и невозможности возбуждения колебаний на частотах, очень близких к частоте $\omega_в$ и достаточно далеких от $\omega_0$. В этом случае процесс остановится на некоторой промежуточной частоте, т. е. произойдет частичное увлечение частоты.

Естественно, что чем больше амплитуда внешней э. д. с. и чем шире полоса контура (т. е. меньше добротность), тем при большей разности частот будет существовать затягивание и увлечение частоты.

Теория показывает, что относительная полоса затягивания

$$\frac{2\Delta\omega_з}{\omega_0} \approx \frac{U_в}{U_c}\frac{1}{Q}. \qquad (12\text{-}74)$$

Поэтому особенно хорошо синхронизируются генераторы с малой добротностью колебательной системы и в первую очередь релаксационные генераторы.

В практическом отношении важно, что благодаря нелинейности автогенератора синхронизация может осуществляться при соотношениях частот, близких к дробно-рациональным, т. е. когда $\omega_в = \frac{p}{q}\omega_0$, где $p$ и $q$ — малые целые числа. Этот случай также называют синхронизацией на гармониках $\frac{p}{q} > 1$ или субгармониках $\frac{p}{q} < 1$. Однако такой вид работы требует либо резкого повышения амплитуды внешнего сигнала, либо сопровождается сильным сужением полосы захватывания.

Основное практическое применение явление захватывания получило для стабилизации частоты мощных автогенераторов. При этом пользуются тем, что мощность синхронизирующего генератора может быть много меньше мощности стабилизируемого автогенератора.

### Генераторы гармонических колебаний, не содержащие колебательных систем

Генераторы данного типа образуются схемой из апериодического усилителя, охваченного цепью обратной связи, в которой

фазовые условия самовозбуждения выполняются для колебаний только одной частоты.

Подобные генераторы можно разделить на два типа: а) генераторы с пассивной цепью обратной связи; б) генераторы с усилителями в цепи обратной связи (рис. 12-52).

В генераторах первого типа передача сигнала по цепи обратной связи сопровож-

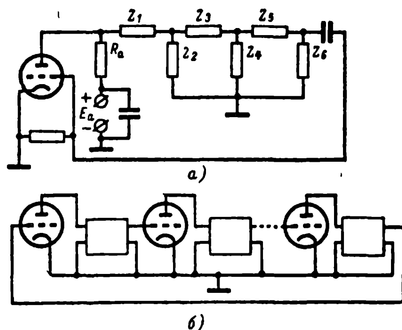



Рис. 12-52. Автогенераторы гармонических колебаний, не содержащие колебательных систем.

*а* — генератор с пассивной цепочкой обратной связи; *б* — генератор с апериодическими усилителями в цепи обратной связи.

дается потерями энергии, которые восполняются усилителем.

В $n$-ламповых схемах, состоящих из одинаковых звеньев, каждое звено должно сдвигать фазу выходного напряжения относительно входного на $\Delta\varphi = \frac{2\pi k}{n}$, где $k$ — любое целое число, не равное нулю. Компенсация потерь осуществляется каждым усилителем. Однако звенья не обязательно должны быть идентичными; в этом случае фазовые сдвиги и усиление оказываются различными.

В схеме на рис. 12-52, *а* обычно используются одинаковые звенья, в которых сопротивления четных номеров — резисторы, а нечетных — конденсаторы или наоборот. Чаще всего цепочка составляется из трех-четырех звеньев. Если усилитель в качестве нагрузки имеет резистор, то напряжение на его выходе сдвинуто относительно входного на $\pi$, поэтому цепочка должна создать дополнительный сдвиг фаз еще на $\pi$. Расчет для случая цепочки из трех одинаковых звеньев показывает, что ее затухание равно 29; следовательно, таким же должно быть усиление усилителя для получения баланса амплитуд.

Частота колебаний для трехзвенной схемы, когда нечетные $Z$ — конденсаторы, а четные — резисторы,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC}. \qquad (12\text{-}75)$$

Перемена мест $R$ и $C$ приводит к увеличению частоты в 6 раз.

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC}. \qquad (12\text{-}76)$$

Важной особенностью является то, что в обоих случаях частота обратно пропорциональна первой степени сопротивления и емкости звеньев. Это является преимуществом перед $LC$-генераторами, частота которых обратно пропорциональна корню из $LC$. При одинаковых пределах изменения емкости изменения частоты в $RC$-генераторах получаются значительно большими, чем в $LC$-генераторах.

Из-за паразитных реактивных параметров фазовое условие самовозбуждения $\Sigma\varphi = 2\pi k$ обычно будет выполняться в рассматриваемых схемах одновременно для колебаний ряда частот, что приводит к искажениям формы колебаний. Эффективной мерой улучшения их формы является использование отрицательной обратной связи, для создания которой часто включают в цепь катода усилителя небольшое активное сопротивление. При этом амплитудные условия самовозбуждения выполняются для более узкой полосы частот.

Увеличение числа ячеек приводит к уменьшению необходимой величины усиления усилителя.

Простейшая многокаскадная схема может состоять из двух усилителей на резисторах, поскольку в каждом имеется фазовый сдвиг напряжений на $\pi$. Однако,

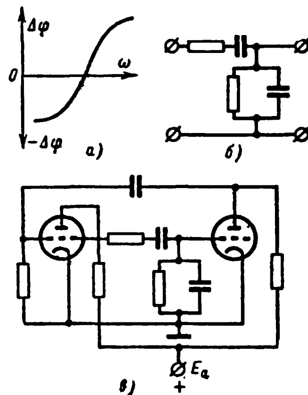



Рис. 12-53. Автогенератор с усилителем в цепи обратной связи.

*а* — фазо-частотная характеристика промежуточного четырехполюсника; *б* — схема четырехполюсника; *в* — схема генератора.

поскольку в такой схеме будут выполнены условия самовозбуждения для широкого спектра частот, колебания будут иметь резко несинусоидальный характер. Чтобы исключить эту многочастотность, необходимо включить в схему четырехполюсник с монотонно изменяющейся фазо-частотной характеристикой (рис. 12-53, *а*); тогда фазовое условие самовозбуждения будет

выполняться только для колебаний одной частоты, на которой $\Sigma\varphi = 0$. Такой характеристикой, в частности, обладает простая цепь, схема которой приведена на рис. 12-53, *б*. Данная цепь может быть включена между усилителями (рис 12-53, *в*) или между выходом второго усилителя и входом первого.

На практике основное применение находят двух- и трехкаскадные схемы.

Аналогичным образом могут быть созданы *RL*-генераторы, но практически они более громоздки и дороги, чем *RC*-схемы и поэтому не нашли распространения.

*RC*-генераторы особенно удобны для использования на предельно низких частотах (от долей до сотен герц), однако имеются схемы, хорошо работающие на частотах и в миллионы герц. Кроме того, недовозбужденные *RC*-генераторы обладают свойствами хороших фильтров.

## 12-4. ЗАДАЮЩИЕ ГЕНЕРАТОРЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ

### Общие свойства трехточечных автогенераторов

Большинство схем ламповых автогенераторов может быть сведено к обобщенной схеме, представленной на рис. 12-54, где сопротивления $Z_i$ представляют все активные и реактивные сопротивления, включенные между соответствующими электродами лампы. Обычно активными составляющими этих сопротивлений можно пренебрегать по сравнению с реактивным. Поскольку в этой схеме лампа присоединяется к колебательной системе в трех точках, подобные схемы принято называть *трехточечными*.

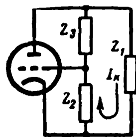



Рис. 12-54. Обобщенная схема трехточечного автогенератора.

Частота генерируемых колебаний совпадает с частотой собственных колебаний системы и определяется из условия

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \qquad (12\text{-}77)$$

Эквивалентное сопротивление нагрузки

$$\frac{1}{R_э} = \frac{1}{R_{э1}} + \frac{K_{о.с}^2}{R_{э2}} + \frac{(1 + K_{о.с})^2}{R_{э3}}. \qquad (12\text{-}78)$$

Коэффициент обратной связи определяется из соотношения

$$K_{о.с} = \frac{X_2}{X_1} \qquad (12\text{-}79)$$

и должен быть положительным.

### Одноконтурные автогенераторы

Условию (12-79) отвечают две схемы одноконтурных автогенераторов, представленные на рис. 12-55, *а* и *б* и называемые ***индуктивной и емкостной трехточечными схемами***.

Для работы в мягком режиме самовозбуждения и в режиме С во всех автогенераторах используются цепочки автосмещения. При этом смещение возрастает по мере нарастания колебаний в схеме; немаловажно также стабилизирующее действие цепочки на режим автогенератора.

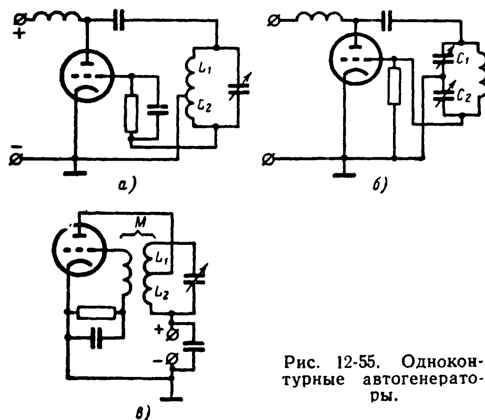



Рис. 12-55. Одноконтурные автогенераторы.

Помимо этих двух схем, широкое использование нашла также схема с трансформаторной обратной связью (рис. 12-55, *в*).

Частота генерируемых колебаний у всех трех генераторов близка к собственной частоте контура и может изменяться в широких пределах органом его настройки (чаще всего конденсатором). Однако чем меньше коэффициент перекрытия по частоте, тем меньше изменение режима по диапазону и меньше нестабильность частоты, поэтому практически коэффициент перекрытия по частоте обычно выбирают в пределах $k_f = 1{,}5 \div 2{,}0$. Обратная связь регулируется в первых двух схемах изменением отношений $L_1/L_2$ и $C_1/C_2$, а в третьей схеме — изменением взаимоиндукции между катушками.

В табл. 12-1 приведены формулы для расчета частоты, коэффициентов обратной связи $K_{о.с} = -U_с/U_а$ и эквивалентного сопротивления нагрузки одноконтурных автогенераторов.

Одноконтурные автогенераторы просты в эксплуатации, надежны и экономичны. Их принципиальный недостаток состоит в том, что единственный контур, определяющий частоту, служит также нагрузкой, в которой выделяется колебательная мощность; он же связывается с последующей цепью, из-за чего уменьшается добротность и вносятся изменяющиеся во времени расстройки. Все это не позволяет получить в одноконтурных генераторах высокую стабильность частоты.

Одноконтурные генераторы удовлетворительно работают только на относительно

Таблица 12-1

| Вид обратной связи | Формулы для расчета величин | | |
|---|---|---|---|
| | $\omega_0$ | $K_{о\,с} = -\frac{U_с}{U_а}$ | $R_э$ |
| Индуктивная | $\frac{1}{\sqrt{C(L_1+L_2)}}$ | $\frac{L_2}{L_1}$ | $\frac{L_1^2}{Cr_к(L_1+L_2)}$ |
| Емкостная | $\frac{1}{\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}$ | $\frac{C_1}{C_2}$ | $\frac{LC_2}{C_1(C_1+C_2)\,r_к}$ |
| Трансформаторная | $\frac{1}{\sqrt{(L_1+L_2)C}}$ | $\frac{M}{L_2}$ | $\frac{L_2^2}{(L_1+L_2)Cr_к}$ |

длинных волнах. Уже в диапазоне коротких волн катушки контуров содержат всего несколько витков, а емкости становятся соизмеримыми с междуэлектродными и монтажными емкостями, поэтому плавная регулировка обратной связи становится практически невозможной.

### Двухконтурные автогенераторы

В двухконтурной системе имеется возможность в известной мере разделить функции стабилизации частоты и выделения

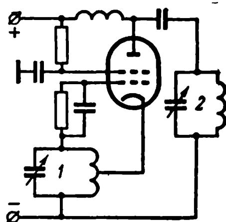



Рис. 12-56 Двухконтурный автогенератор с электронной связью.

мощности между двумя контурами. Наиболее просто это осуществляется при последовательном включении дополнительного контура в анодную цепь любого одноконтурного генератора. Если эквивалентное сопротивление дополнительного контура значительно больше сопротивления первого контура, то в нем будет выделяться основная доля генерируемой мощности; его же следует связывать с внешней нагрузкой. Первый контур, определяющий частоту, следует изолировать от внешних воздействий. Для этого его помещают в экран и отделяют от дополнительного контура экранирующей сеткой лампы (рис. 12-56). Вследствие того что связь между контурами в таком генераторе осуществляется только за счет общего электронного потока, он получил название *генератора с электронной связью.*

Практически отношение между сопротивлениями первого и дополнительного контуров близко к $6 \div 8$, дальнейшее увеличение этого отношения приводит к срыву колебаний из-за уменьшения напряжения на сетке.

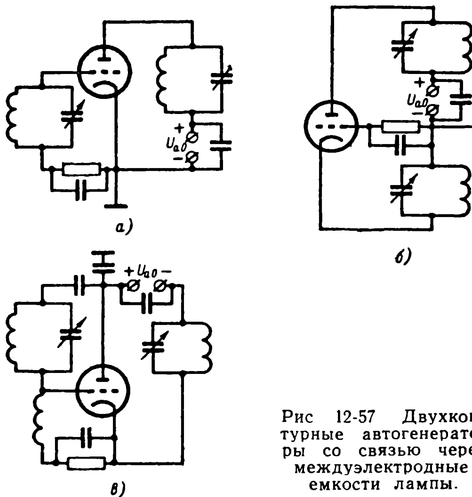



Рис 12-57 Двухконтурные автогенераторы со связью через междуэлектродные емкости лампы.

Интересной особенностью генератора является возможность выделения во втором контуре высших гармоник основных колебаний. При этом сильная расстройка контуров способствует их развязке и повышению стабильности частоты.

В настоящее время широко используются двухконтурные автогенераторы со связью контуров через одну из междуэлектродных емкостей. Общая точка контуров обычно заземляется по высокой частоте; соответственно схемы называют *генераторами с общим* (или заземленным) *катодом* (рис. 12-57, *а*), *общей сеткой* (рис. 12-57, *б*), *общим анодом* (рис. 12-57, *в*). В первой схеме обратная связь осуществляется через емкость $C_{а.с}$, во второй — через емкость $C_{а.к}$, в третьей — через емкость $C_{с.к}$.

Самовозбуждение возможно на верхней или нижней частоте связи; зависимости частот связи от взаимной расстройки контуров при различных емкостях связи приведены на рис. 12-58.

Из условия самовозбуждения трехточечных генераторов (12-79) и графиков на рис. 12-58 следует, что генератор с общим катодом возбуждается только на нижней частоте связи, лежащей ниже собственных частот обоих контуров. Тогда они имеют на частоте генерации индуктивные сопротивления и генератор работает по эквивалентной схеме индуктивного трехточечного автогенератора.

На частоту генерируемых колебаний основное влияние будет оказывать контур,

который в наименьшей степени расстроен относительно частоты генерации. Выгодно, чтобы это был катодно-сеточный контур, в котором выделяется небольшая мощность и который не связывается с внешней нагрузкой. Для этого его настраивают на более низкую частоту, чем анодно-катодный контур. Чем больше взаимная расстройка контуров тем меньше влияние анодно-катодного контура на частоту, но тем меньшая мощность выделяется в нем и передается в нагрузку.

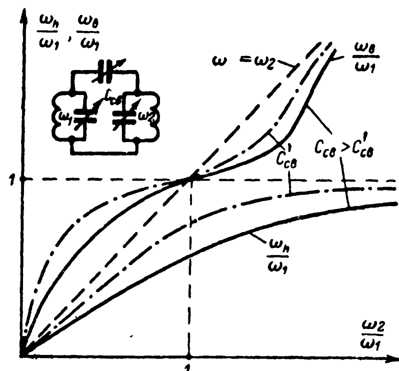



Рис. 12-58. Зависимости частот связи от взаимной расстройки контуров при различных емкостях связи.

В генераторе с общей сеткой, как правило, не удается добиться, чтобы катодно-сеточный контур определял частоту, вследствие его малой добротности из-за шунтирующего действия малого входного сопротивления. В генераторе возбуждается верхняя частота связи, которая определяется анодно-сеточным контуром, связанным с внешней цепью, поэтому с точки зрения стабильности частот данная схема уступает предыдущей.

Генератор с общим анодом также возбуждается на верхней частоте связи по емкостной трехточечной схеме. Поскольку левая ветвь, включающая малую емкость $C_{с.к}$, представляет для первой гармоники анодного тока значительно более высокое сопротивление, чем анодно-катодный контур, его целесообразно использовать в качестве основного нагрузочного сопротивления для лампы и связывать с внешней цепью. Одновременно важно, чтобы анодно-сеточный контур определял частоту генерируемых колебаний. Для этого анодно-сеточный контур нужно настроить на частоту, превышающую собственную частоту анодно-катодного контура. Чем больше расстройка, тем меньше влияние анодно-катодного контура на частоту, но тем меньше мощность выделяемых в нем колебаний.

Граничный режим почти всегда является оптимальным для автогенераторов как с энергетической точки зрения, так и с точки зрения стабильности частоты.

Расчет автогенераторов распадается на две части: расчет режима работы лампы и расчет колебательной системы. Расчет режима позволяет определить напряжения на аноде, сетке, а следовательно, требуемый коэффициент обратной связи, а также величину сопротивления нагрузки. Эти параметры вместе с заданной частотой берутся за основу при расчете колебательной системы. В табл. 12-2 приведена сводка расчетных формул для определения параметров колебательных систем двухконтурных автогенераторов. При этом принято, что емкости контуров образуются междуэлектродными емкостями лампы или этими емкостями и выбранными предварительно емкостями конденсаторов настройки.

Таблица 12-2

| Схема автогенератора | Индуктивности контуров | | |
|---|---|---|---|
| | $L_{а.к}$ | $L_{к.с}$ | $L_{а.с}$ |
| С общим катодом | $\frac{1}{\omega^2 [C_{а.к} + (K+1) C_{а.с}]}$ | $\frac{1}{\omega^2 \left(C_{с.к} + \frac{K+1}{K} C_{а.с}\right)}$ | $\infty$ |
| С общим анодом | $\frac{1}{\omega^2 (C_{а.к} - K C_{с.к})}$ | $\infty$ | $\frac{1}{\omega^2 \left(C_{а.с} + \frac{K C_{с.к}}{1+K}\right)}$ |
| С общей сеткой | $\infty$ | $\frac{K}{\omega^2 (K C_{с.к} - C_{а.к})}$ | $\frac{1}{\omega^2 \left(C_{а.с} + \frac{C_{а.к}}{K+1}\right)}$ |

## Автогенераторы СВЧ

В диапазонах метровых и дециметровых волн чаще всего используются автогенераторы с общей сеткой. Их схема и конструкция обычно не отличаются от схемы и конструкции аналогичных генераторов с внешним возбуждением, за исключением отсутствия элемента, связывающего катодно-сеточный контур с возбудителем. По-

скольку обратная связь осуществляется через малую емкость $C_{а.к}$, создают специальные лампы для автогенераторов, в которых эта емкость искусственно увеличена (например, в усилителях используются металлокерамические триоды ГИ-7Б, ГИ-12, имеющие емкость $C_{а.к}$ порядка десятых долей пикофарады, а аналогичные триоды ГИ-6Б, ГИ-11 имеют увеличенные емкости $C_{а.к}$ — порядка единиц пикофарад. Если по каким-либо причинам все же приходится использовать усилительную лампу, то нужно создать дополнительную внешнюю линию обратной связи между контурами или установить двусторонние элементы связи, проходящие через проводящую поверхность, разделяющую резонаторы.

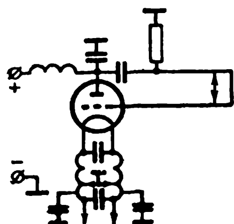


Рис. 12-59. Автогенератор метрового диапазона с общим анодом.

Настройку автогенератора с общей сеткой производят анодно-сеточным контуром, регулировку обратной связи — катодно-сеточным контуром.

Более высокую стабильность частоты можно получить в автогенераторах с общим анодом, которые довольно широко используются в диапазоне метровых волн (рис. 12-59). В них частоту в основном определяет настройка анодно-сеточного контура.

Неудобство состоит в том, что для плавной регулировки обратной связи нужен дополнительный орган, изменяющий емкость $C_{с.к}$. Перестройка анодно-катодного контура изменяет не только величину обратной связи, но и сопротивление нагрузки.

Таким же недостатком обладает и автогенератор с общим катодом, в котором для регулировки обратной связи (без существенного изменения частоты) нужно изменять емкость $C_{а.с}$.

## 12-5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ЧАСТОТЫ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ

### Требования к стабильности частоты

Требования к стабильности частоты зависят от назначения передатчика, его рабочего диапазона, вида модуляции и способа транспортировки. Они вырабатываются на международных конференциях и корректируются раз в несколько лет с учетом технико-экономических возможностей реализации на некоторый период времени. Требования к передатчикам различных категорий, установленные на конференции МККР 1956 г. в Варшаве, приведены в табл. 12-3.

Таблица 12-3

| Диапазон частот и категория станций | Допустимые отклонения частоты, % | |
|---|---|---|
| | до 1963 г. для передатчиков, установленных до 1956 г., и до 1961 г. для передатчиков, установленных после 1956 г. | с 1964 г. для всех передатчиков и с 1962 г. для передатчиков, установленных после 1956 г. |
| *A* — от 10 до 535 *кгц* | | |
| Фиксированные станции . . | 0,02 | — |
| Подвижные станции . . . | 0,05—0,1 | — |
| Радионавигационные станции | 0,02 | — |
| Радиовещательные станции . | 20 периодов в секунду | — |
| *B* — от 535 до 1 605 *кгц* | | |
| Радиовещательные станции . | 20 периодов в секунду | — |
| *C* — от 1 605 до 4 000 *кгц* | | |
| Фиксированные станции . . | 0,01—0,005 | — |
| Подвижные станции . . . . | 0,02 | — |
| Радионавигационные станции | 0,01—0,005 | — |
| Радиовещательные станции . | 0,005 | — |
| *D* — от 4 000 до 30 000 *кгц* | | |
| Фиксированные станции: . . | | |
| больше 500 *вт* . . . . | 0,01—0,003 | 0,0015 |
| меньше 500 *вт* . . . . | 0,01—0,003 | 0,005 |
| Подвижные станции . . . . | 0,02 | — |
| Береговые и аэронавигационные . . . . . . . . | — | 0,005 |
| Выше 5 *квт* . . . . . . . | — | 0,0015 |
| Радиовещательные станции . | 0,003 | 0,0015 |
| *E* — от 30 до 100 *Мгц* | | |
| Фиксированные станции: | | |
| больше 200 *вт* . . . . | 0,02 | 0,003 |
| меньше 200 *вт* . . . . | 0,02 | 0,02 |
| Телевизионные станции, *гц* . | — | 1 000 |
| Радиовещательные станции ЧМ . . . . . . . | 0,03 | 0,002 |
| Радиорелейные станции . . | — | 0,01 |
| Подвижные станции: | | |
| больше 5 *вт* . . . . . | 0,02 | 0,002 |
| меньше 5 *вт* . . . . . | 0,02 | 0,005 |
| Радионавигационные станции . . . . . . . . | 0,02 | — |
| *F* — от 100 до 500 *Мгц* | | |
| Подвижные морские станции | 0,01 | 0,005 |
| Участок 156,8 *Мгц* . . . . | — | 0,002 |
| Наземные станции . . . . | 0,01 | 0,002 |
| Радиорелейные станции . . | — | 0,01 |
| Телевизионные станции, *гц* | — | 1 000 |
| Радиовещательные станции ЧМ . . . . . . . . | 0,003 | 0,002 |
| Радионавигационные станции | — | — |
| *G* — от 500 до 10 500 *Мгц* | | |
| Радиорелейные линии в ближайшие годы . . . . | — | 0,05 |
| В последующие годы . . . | — | 0,03 |

### Общие вопросы стабилизации частоты ламповых автогенераторов

Частота колебаний автогенератора определяется уравнением баланса фаз (12-70), из

которого вытекает, что относительный уход частоты [Л. 7]

$$\frac{\Delta\omega}{\omega}=\frac{\sum\frac{\partial\varphi_z}{\partial\alpha_i}\Delta\alpha_i+\sum\frac{\partial\varphi_{k-D}}{\partial\beta_i}\Delta\beta_i+ \dots\rightarrow}{\omega\left(\frac{\partial\varphi_z}{\partial\omega}+\frac{\partial\varphi_{k-D}}{\partial\omega}+\right.}$$

$$\leftarrow\dots\frac{+\sum\frac{\partial\varphi_S}{\partial\beta_i}\Delta\beta_i}{\left.+\frac{\partial\varphi_S}{\partial\omega}\right)}, \quad (12\text{-}80)$$

где $\alpha_i$ — некоторый параметр колебательной системы;

$\beta_i$ — некоторый параметр режима лампы; величины $\omega\frac{\partial\varphi_i}{\partial\omega}$, пропорциональные крутизне фазо-частотной характеристики элементов схемы генератора, называются их *фиксирующими способностями.*

Из формулы (12-80) вытекают следующие возможные пути повышения стабильности частоты автогенераторов:

1. Уменьшение абсолютных изменений параметров режима лампы $\Delta\beta_i$. Сюда относятся использование стабилизированных источников питания и меры по поддержанию постоянства нагрузки автогенератора. Опыт показывает, что изменение питающих напряжений на $\pm 20\%$ создает уходы частоты автогенератора порядка $10^{-4}$. Это значение может быть положено в основу грубой оценки требуемой стабильности питающих напряжений. Для стабилизации нагрузки на автогенератор следующий за ним усилитель желательно ставить в режим без токов первой сетки (буферный режим).

2. Уменьшение изменений внешних условий, влияющих на параметры колебательной системы $\alpha_i$. Задача решается экранированием задающих генераторов, устранением механических нагрузок путем амортизации и даже размещения в подземных помещениях и других мер. Для устранения температурных изменений генераторы в ряде случаев помещают в термостаты, где температура может поддерживаться с высокой степенью постоянства. При определенных условиях эксплуатации оказывается целесообразным использование влагопоглотителей или полная герметизация задающих генераторов или передатчиков в целом.

3. Повышение устойчивости режима лампы и эталонности параметров колебательной системы, т. е. сохранение стабильности элементов колебательной системы при воздействии внешних факторов. Этот путь сводится к уменьшению абсолютных значений производных в числителе формулы (12-80). Это достигается соответствующим выбором режима лампы. Если существует возможность изменения анодного напряжения, то целесообразно ставить генератор в недонапряженный режим; если более вероятно изменение обратной связи, то может оказаться более выгодным установление слегка перенапряженного режима. Однако здесь следует проявить осторожность, поскольку большие токи сетки шунтируют контур, ухудшая его добротность; кроме того, резкие изменения их в данном режиме могут значительно изменять угол $\varphi_{K-D}$. Учитывая изложенное для генератора, как правило, выбирают облегченный тепловой режим при малой мощности, обычно не превышающей нескольких ватт.

Для повышения эталонности параметров колебательных систем стремятся к всемерному уменьшению их связи с двумя основными источниками переменных воздействий: с нагрузкой и лампой. Широко используются экранировка и термостатирование, весь монтаж выполняется жесткими проводами. Конденсаторы стремяться изготовить из сплавов с малыми температурными коэффициентами (инвар). Катушки наматывают проводом в горячем состоянии на каркасы с малыми температурными коэффициентами расширения (плавленый кварц, стеатит, пирофилит, радиофарфор и др.) или создают проводящий слой на каркасе методом вжигания с последующим электролитическим наращиванием слоя.

Все диэлектрики, используемые в автогенераторах, должны быть негигроскопичны и обладать свойством цикличности, т. е. способностью возвращаться к исходному состоянию после прекращения внешних воздействий. С этой точки зрения следует избегать применения диэлектриков органического происхождения.

4. Создание систем, автоматически компенсирующих возникшие в них изменения параметров, так чтобы

$$\sum\frac{\partial\varphi_z}{\partial\alpha_i}\Delta\alpha_i+\sum\frac{\partial\varphi_{K-D}}{\partial\beta_i}\Delta\beta_i+$$
$$+\sum\frac{\partial\varphi_S}{\partial\beta_i}\Delta\beta_i=0.$$

Эта задача решается путем создания самокомпенсированных деталей (например, конденсаторов, у которых приращение емкости из-за увеличения площади пластин при нагреве компенсируется увеличением расстояния между ними).

Более широко используется метод *термокомпенсации,* основанный на том, что с повышением температуры емкость конденсаторов с тикондовым диэлектриком уменьшается, в то время как емкость конденсаторов с воздушным диэлектриком возрастает. Простейшие схемы термокомпенсации изображены на рис. 12-60. Для расчета температурной стабильности вводятся понятия о температурных коэффициентах частоты, емкости, индуктивности, диэлектрической постоянной и других параметров, под которыми подразумевается их относительное измене-

ние при изменении температуры на 1 *град*,

$$\alpha_f = \frac{\Delta f}{f \Delta t^\circ};\ \alpha_C = \frac{\Delta C}{C \Delta t^\circ};\ \alpha_L = \frac{\Delta L}{L \Delta t^\circ} \text{ и т. д.}$$

Температурный коэффициент частоты контура

$$\alpha_f = -\frac{1}{2}(\alpha_C + \alpha_L). \qquad (12\text{-}81)$$

При параллельной схеме компенсации (рис. 12-60, *а*) температурный коэффициент емкости контура

$$\alpha_C = \frac{C_1 \alpha_1 + C_2 \alpha_2}{C_1 + C_2}. \qquad (12\text{-}82)$$

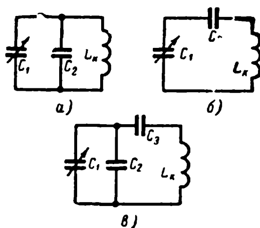



Рис. 12-60. Схемы температурной компенсации.

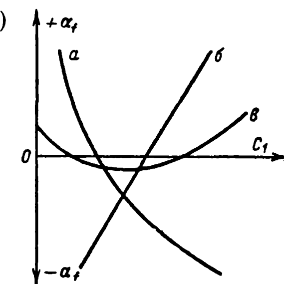



Рис. 12-61. Температурные коэффициенты частоты при различных схемах компенсации.

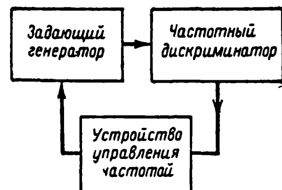



Рис 12-62. Система автоматической подстройки частоты.

При последовательной (рис. 12-60, *б*)

$$\alpha_C = \frac{C_2 \alpha_1 + C_1 \alpha_2}{C_1 + C_2}. \qquad (12\text{-}83)$$

Эти две схемы позволяют получить полную компенсацию только в одной точке диапазона (рис. 12-61, кривые *а* и *б*). Смешанная схема компенсации (рис. 12-60, *в*) позволяет получить полную компенсацию в двух точках диапазона и малый результирующий коэффициент частоты в других точках (кривая *в* рис. 12-61). Теория температурной компенсации разработана С. С. Аршиновым [Л. 8].

Компенсация изменений частоты может быть произведена с помощью *систем автоматического регулирования* путем сравнения частот генератора и эталона в *частотном различителе* (дискриминаторе), вырабатывающем *сигнал ошибки* (рис. 12-62). Последний воздействует на устройство, управляющее частотой колебаний автогенератора так, что разность генерируемой и эталонной частоты уменьшается до некоторой минимальной величины, называемой *остаточной расстройкой.* Данное устройство называется *системой частотной автоматической подстройки* (ЧАП); ее принципиальным недостатком является невозможность устранения остаточной расстройки. Этого недостатка лишены *системы фазовой автоподстройки* (ФАП), где регулирование осуществляется по первой производной частоты, т. е. по фазе.

Недостатками систем автоматической подстройки являются: относительная сложность устройств и связанное с этим снижение надежности передатчиков, трудность устранения больших погрешностей частоты, практическая невозможность осуществления автоподстройки в плавном диапазоне.

5. Использование элементов с *высокой фиксирующей способностью* $\omega \frac{\partial \varphi}{\partial \omega}$, которая пропорциональна добротности. Например, высокодобротные резонаторы имеют большую крутизну фазо-частотной характеристики вблизи от резонансной частоты.

Добротность контуров из катушек и конденсаторов обычно не превышает 100—300; более высокие значения добротности могут быть получены в диапазоне СВЧ у объемных резонаторов [до $(2 \div 3) 10^3$]; но самой высокой добротностью обладают электромеханические резонаторы — пластины из пьезокварца, добротность которых достигает порядка $10^7$.

Из формулы (12-80) следует, что для получения высокой стабильности частоты безразлично, в каком участке схемы автогенератора будет поставлен элемент с высокой фиксирующей способностью, поэтому выбор места его включения, а следовательно, и роль, которую он будет выполнять, должны определяться только соображениями минимального ухудшения его собственной добротности или эталонности за счет шунтирования другими элементами схемы (входной проводимостью лампы, внешней нагрузкой и т. д.). Последнее обстоятельство предопределяет использование для высокостабильных генераторов схем с двумя или большим количеством контуров, один из которых не связывается с нагрузкой.

### Генераторы с кварцевыми резонаторами

**Кварцевые резонаторы** образуются пластинами (чаще всего с плоскими гранями), вырезаемыми из кристаллов кварца (рис. 12-63). В электрических схемах они могут быть использованы благодаря явлениям *прямого* и *обратного пьезоэффекта.* Прямой пьезоэффект выражается в том, что при механических деформациях пластинок на их гранях возникают противоположные электрические заряды; при обратном пьезоэффекте пластинка деформируется под воздействием электрического поля.

Поэтому в пластинке, помещенной в переменное электрическое поле конденсатора, возникают механические колебания, амплитуда которых тем выше, чем ближе частота вынуждающей силы к собственной частоте колебаний пластинки. Одновременно появление на гранях переменных зарядов создает кажущийся эффект электронной проводимости кристалла. Величина зарядов на гранях пропорциональна деформации, поэтому пластинка вблизи резонанса ведет себя, как последовательный контур с эквивалентными параметрами $C_к$, $L_к$, $r_к$.

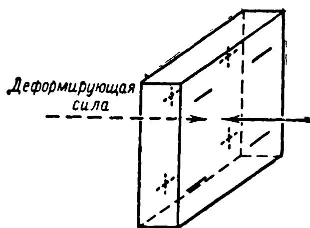



Рис. 12-63. Пьезоэффект в кварцевой пластине.

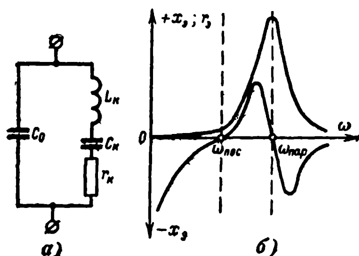
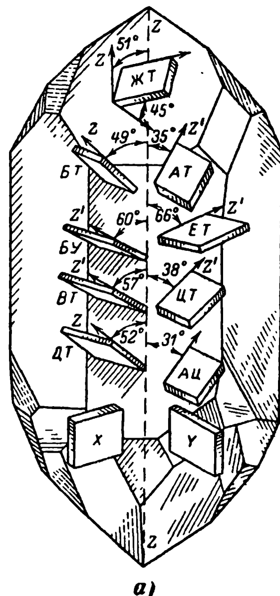



Рис. 12-64. Эквивалентная электрическая схема кварца в кварцедержателе и его резонансная характеристика.

Поскольку она всегда помещается в кварцедержатель-конденсатор с емкостью $C_0$, полная эквивалентная схема кварцевого резонатора представляет собой контур третьего вида (рис. 12-64, *а*), характеристики которого изображены на рис. 12-64, *б*. Из них следует, что имеются две области, где фазовая характеристика имеет высокую крутизну, — вблизи последовательного и параллельного резонансов.

Помимо большой добротности, кварцевые резонаторы обладают высокими эталонными свойствами. Благодаря различным знакам температурных коэффициентов расширения вдоль электрических $x$ и механических $y$ осей кристалла косые срезы кварца при определенной ориентации плоскости среза могут иметь практически нулевые температурные коэффициенты частоты в широком интервале рабочих температур. На рис. 12-65, *а* показана ориентация наиболее распространенных пластин косого среза, а на рис. 12-65, *б* представлены графики изменения температурных коэффициентов частоты пластин в зависимости от температуры.

Небольшие размеры кварцевых пластин позволяют легко защищать их от внешних воздействий. Кварц в кварцедержателе по-



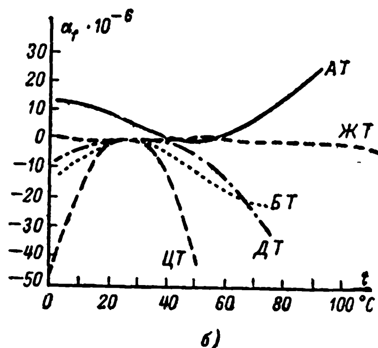




Рис. 12-65. Виды срезов кварца и их температурные коэффициенты.

мещают в эвакуированный или заполненный водородом баллон. Часто он совмещается с маломощным термостатом.

Длина волны, стабилизируемая пластиной кварца $x$-среза при колебаниях по толщине, рассчитывается по формуле

$$\lambda = 106d, \qquad (12\text{-}84)$$

где $\lambda$ — длина волны, *м*;

$d$ — толщина пластины, *мм*.

Для $y$-среза при колебаниях по толщине

$$\lambda = 110d. \qquad (12\text{-}85)$$

На частотах свыше 10 *Мгц* толщина пластин уже столь мала (около 0,3 *мм*), что

они становятся чрезвычайно хрупкими, а стоимость их изготовления весьма высокой.

Хрупкость кварца ограничивает амплитуду колебаний пластин и не позволяет превышать плотность тока при колебаниях по толщине 20 *ма/см²*, а при колебаниях по длине — 10 *ма/см²*.

**Кварцевые автогенераторы** могут быть собраны по двухконтурным схемам с общим катодом и общим анодом (рис. 12-66); в них кварцевый резонатор занимает место контура, не связанного с нагрузкой. При настройке анодно-катодного контура в схеме с

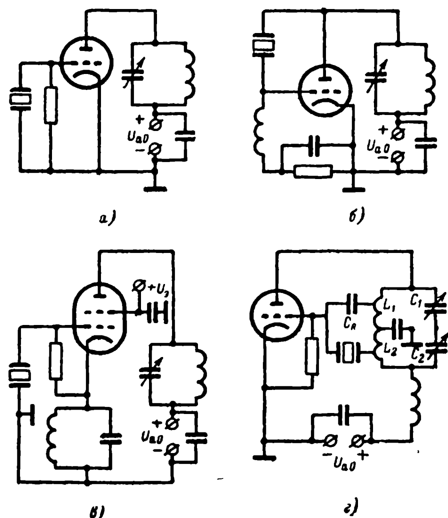



Рис. 12-66. Схемы кварцевых автогенераторов.

*а* — схема с общим катодом; *б* — схема с общим анодом; *в* — схема с электронной связью; *г* — гармониковый генератор.

общим катодом на частоту, немного превышающую частоту кварца, в схеме возникают колебания с частотой, несколько более низкой $\omega_{пар}$, на которой кварц имеет эквивалентное индуктивное сопротивление. То же будет в схеме с общим анодом при настройке анодно-катодного контура на частоту ниже $\omega_{пар}$ кварца. Индуктивный характер кварца в этих схемах гарантирует возможность возбуждения генератора только при наличии пьезоколебаний пластинки, чего не было бы при использовании кварца в качестве эквивалентного емкостного сопротивления, которое свойственно ему и в невозбужденном состоянии. Эти схемы получили название *осцилляторных*.

В схеме с общим анодом достигается более высокая стабильность частоты, так как в ней отсутствует шунтирование кварца активной проводимостью лампы, свойственное схеме с общим катодом. Однако при включении кварца между сеткой и анодом на него действует сумма напряжений $U_{с.к}$ и $U_{а.к}$, поэтому мощность генератора с общим анодом обычно не может превышать 1 *вт*.

Повышение выходной мощности может быть достигнуто при построении генератора с электронной связью с внутренней частью по схеме рис. 12-66, *а* или рис. 12-66, *б*. В таком генераторе (рис. 12-66, *в*) может быть получено повышение выходной частоты за счет выделения во внешнем контуре высших гармоник анодного тока.

Повышение частоты колебаний на выходе достигается также за счет возбуждения кварца на высших механических гармониках. Для решения этой задачи необходимо нейтрализовать емкость кварцедержателя, шунтирующую кварц при колебаниях на гармониках. Это может быть достигнуто либо подключением параллельно дросселя, образующего с емкостью кварцедержателя резонансный контур на выбранной гармонике, либо нейтрализацией по мостовой схеме. Последняя получила особенно широкое распространение, поскольку нейтрализация сохраняется при изменении номера выбранной гармоники. На рис. 12-66, *г* приведена схема гармоникового генератора, в котором используется данный метод. В схеме цепь положительной обратной связи замыкается через кварц, отрицательной — через конденсатор $C_н$. При настройке контура на частоту, отличную от резонансных частот кварца, последний не осциллирует и действует как статическая емкость. Если $L_1 = L_2$ и $C_н = C_0$, то генератор не возбуждается. Настройка контура на одну из гармоник кварца приводит к его возбуждению; вблизи частоты $\omega_{пос}$ эквивалентное сопротивление кварца резко падает, положительная обратная связь преобладает над отрицательной и генератор возбуждается.

Если в генераторах с электронной связью удается обычно выделять вторую-третью гармоники основного колебания кварца, то в схемах последнего типа удается возбуждать очень высокие (до 41-й механической) гармоники кварца, что позволяет без умножения частоты стабилизировать волны метрового и даже дециметрового диапазонов. При этом интересно отметить, что вплоть до 7-й—9-й гармоник добротность кварцевых резонаторов возрастает.

Кварцевые генераторы в серийной аппаратуре без термостатирования позволяют получить стабильность частоты порядка $10^{-5}$. При термостатировании, стабилизации питающих напряжений и прочих дополнительных мерах удается получать стабильность частоты до $10^{-9}$.

## 12-6. УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАНИЯМИ В РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВАХ

### Амплитудная модуляция

Амплитудная модуляция осуществляется путем изменения одного или нескольких напряжений на электродах генераторной лам-

пы, в результате чего амплитуда высокочастотных колебаний изменяется по закону передаваемого смыслового сигнала,

$$u(t) = U_0(u_\Omega)\cos\omega t, \qquad (12\text{-}86)$$

где $u_\Omega$ — модулирующая функция;

$U_0$ — огибающая амплитуд высокочастотных колебаний.

В случае, когда модулирующая функция изменяется по гармоническому закону,

$$u(t) = U_н(1 + m\cos\Omega t)\cos\omega t =$$

$$= U_н\cos\omega t + U_н\frac{m}{2}\cos(\omega - \Omega)t +$$

$$+ U_н\frac{m}{2}\cos(\omega + \Omega)t, \qquad (12\text{-}87)$$

где $m = \dfrac{U_\Omega}{U_н}$ — *глубина модуляции*;

$U_н$ — амплитуда колебаний *в режиме молчания*, называемом также *режимом несущей частоты*;

$U_\Omega$ — максимальное приращение амплитуды колебаний при модуляции.

Из выражения (12-86) следует, что амплитудно-модулированные колебания состоят из трех гармонических колебаний: ***несущей частоты*** $\omega$, ***верхней боковой*** $\omega + \Omega$ и ***нижней боковой*** $\omega - \Omega$, отличающихся от несущей на частоту модуляции.

Для характеристики энергетики модулируемого каскада вводят понятия о средних мощностях *максимальной* и *минимальной*, связанных с мощностью в режиме молчания соотношениями

$$P_M = P_н(1 + m)^2 \quad \text{и}$$

$$P_m = P_н(1 - m)^2. \qquad (12\text{-}88)$$

Среднюю мощность за период модуляции называют *телефонной* мощностью

$$P_т = P_н\left(1 + \frac{m^2}{2}\right). \qquad (12\text{-}89)$$

Качество модуляции оценивается модуляционными характеристиками, глубиной модуляции, коэффициентом нелинейных искажений и артикуляцией.

*Модуляционные характеристики* разделяются на *статические*, которые представляют собой зависимости гармонических составляющих анодного тока от напряжения, которое изменяют при модуляции, и *динамические*, представляющие собой зависимости коэффициента модуляции от амплитуды модулирующего напряжения и коэффициента модуляции от частоты модулирующего напряжения.

*Коэффициент нелинейных искажений* определяется как

$$K_{н.и} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + A_4^2 + \cdots}}{A_1},$$

где $A_1$ — амплитуда первой гармоники огибающей модулированных колебаний;

$A_n$ — амплитуда $n$-й гармоники огибающей модулированных колебаний.

*Артикуляция* (разборчивость) определяется отношением числа правильно принятых слов к общему числу переданных слов.

**Модуляция смещением** осуществляется в генераторах с внешним возбуждением путем изменения смещения по закону модуля-

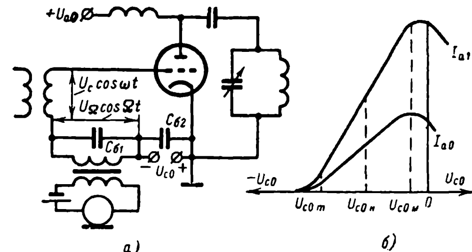



Рис 12-67. Модуляция смещением.
*а* — схема; *б* — модуляционная характеристика.

ции с помощью микрофонного трансформатора или усилителя низкой частоты (рис. 12-67, *а*). Первая гармоника анодного тока изменяется как коэффициент

$$\beta_1 = \alpha_1(1 - \cos\psi),$$

практически пропорциональный смещению в пределах углов отсечки $40° \leqslant \varphi \leqslant 110°$. В служебных станциях, где требования к коэффициенту нелинейных искажений ослаблены (допускается $K_{н\,и} = 10 \div 15\%$), глубина модуляции может быть получена близкой к 80—90%.

Модуляция осуществляется в недонапряженном режиме; в максимальной точке модуляционной характеристики генератор работает в граничном режиме; дальнейшее уменьшение смещения переводит генератор в перенапряженный режим, где его мощность падает.

Средняя точка линейного участка модуляционной характеристики определяет смещение и токи в режиме молчания.

Характер изменения постоянной составляющей анодного тока такой же, как и первой гармоники. Поскольку колебательная мощность пропорциональна $I_{a1}^2$, а подводимая — пропорциональна $I_{a0}$, то с увеличением смещения к. п. д. генератора падает от наибольшего своего значения в граничном режиме до $\eta_m = \eta_M\dfrac{1 - m}{1 + m}$. Средний к. п. д. генератора при сеточной модуляции близок к 30—35%. Наибольшая мощность рассеивается на аноде лампы в режиме молчания. Мощность в максимальном режиме может быть получена близкой к удвоенной допустимой мощности рассеяния на аноде: $P_M \approx 2P_{а.доп}$. Угол нижней отсечки в максимальном режиме обычно выбирается в пределах $\psi_M = 80 \div 110°$.

Основным достоинством данного вида модуляции являются малые напряжение и мощность модулятора.

В схеме нельзя использовать цепь автосмещения и непосредственно включать нагрузку реостатного усилителя в цепь управляющей сетки.

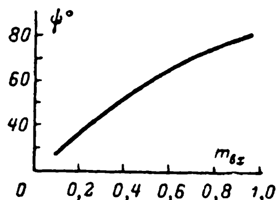



Рис. 12-68. График для определения нижней отсечки при углублении модуляции

**Усиление амплитудно-модулированных колебаний** используется в передатчиках, где модуляция осуществляется в одном из промежуточных каскадов для уменьшения мощности модулятора или для получения глубокой линейной модуляции в выходном каскаде (преимущественно в УКВ передатчиках).

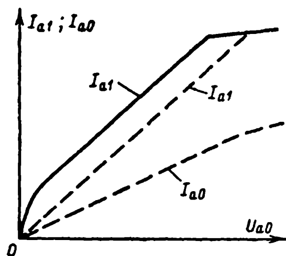



Рис. 12-69. Статические модуляционные характеристики при анодной модуляции.

Для неискаженного усиления каскад должен работать без отсечки или при $\psi = 90°$ в недонапряженном режиме.

При работе в режиме С можно ценой обычно незначительных искажений получить увеличение глубины модуляции. На рис. 12-68 приведен график, по которому следует выбирать отсечку в максимальной точке при различной глубине модуляции сигнала на входе для получения 100%-ной модуляции на выходе.

**Анодная модуляция.** В триодном генераторе, работающем в граничном режиме, уменьшение анодного напряжения приводит к переходу в перенапряженный режим и пропорциональному уменьшению импульсов анодного тока. Искажения формы импульсов при малых анодных напряжениях приводят к резкому уменьшению первой гармоники анодного тока (рис. 12-69) и появлению нелинейности в нижней части модуляционной характеристики. Использование цепи автоматического смещения (рис. 12-70) приводит к выравниванию модуляционной характеристики (пунктир на рис. 12-69). Это происходит вследствие увеличения смещения за счет роста сеточного тока с уменьшением анодного напряжения. При этом фактически модуляция становится комбинированной и может происходить как с искаженными, так и с косинусоидальными импульсами. Одновременно автосмещение уменьшает величину сеточных токов, тепловую нагрузку на сетку и мощность возбуждения.

Вследствие одновременного изменения постоянной составляющей анодного тока и анодного напряжения потребляемая и генерируемая мощности изменяются в зависимости от анодного напряжения по одному

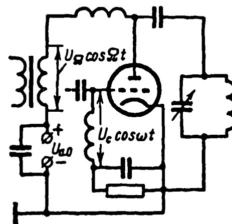



Рис. 12-70. Схема генератора с анодной модуляцией.

закону, поэтому к. п. д. генератора, определяемый их отношением, не меняется в процессе модуляции и остается равным к. п. д. генератора в граничном режиме $\eta = \eta_{гр} = 0{,}7 \div 0{,}8$, что превышает в 2 раза средний к. п. д. при сеточной модуляции.

Мощность рассеяния на аноде максимальна в телефонном режиме

$$P_{а.т} = P_{а.н}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right), \qquad (12\text{-}90)$$

но при анодной модуляции она практически никогда не ограничивает использования лампы.

Вследствие того что максимальный режим кратковременен, допускается форсирование ламп по анодному напряжению до 2 раз по сравнению с телеграфным режимом. Соответственно повышается и мощность в максимальном режиме.

Недостатками анодной модуляции являются: большие мощности возбуждения и рассеяния на сетке, а также значительная мощность модулятора

$$P_{\Omega} = \frac{m^2}{2} P_{0н}. \qquad (12\text{-}91)$$

При использовании модуляторов, работающих в режиме А, мощность потребления их ламп может превзойти мощность, подводимую к генератору. Это обусловливает почти исключительное использование двухтактных модуляторов, работающих в классе В.

Общая мощность, потребляемая генератором и модулятором при анодной модуляции, зависит от средней глубины модуляции. При $m_{ср} \to 1$ она приближается к мощности потребления генератора, модулированного по сетке, с той же пиковой мощностью (рис. 12-71).

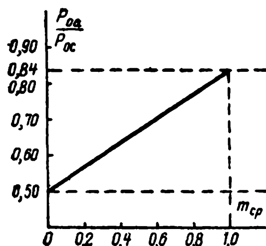



Рис. 12-71. Зависимость отношения потребляемых мощностей генераторов с модуляторами при анодной и сеточной модуляции от величины средней глубины модуляции.

Полное сравнение требует также учета снижения нагрузочной способности генератора за счет повышения анодного напряжения.

**Анодно-экранная модуляция.** Осуществление глубокой анодной модуляции в тетродах и пентодах невозможно из-за опасности перегрева экранирующей сетки и возникновения динатронного эффекта. Избежать этого можно, если пропорционально

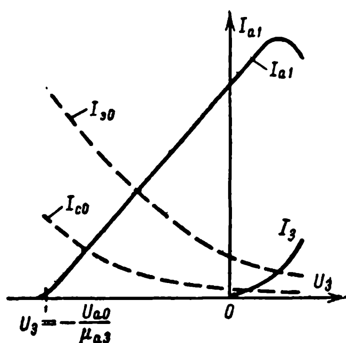



Рис. 12-72. Статические модуляционные характеристики при модуляции на защитную сетку.

анодному напряжению изменять напряжение на экранирующей сетке, что осуществляется при питании ее от анодной цепи через поглотительное сопротивление. Наличие цепи автосмещения приводит к тому, что модуляция становится комбинированной за счет одновременного изменения анодного и сеточных напряжений. Это позволяет получить глубокую линейную модуляцию как в перенапряженном, так и в недонапряженном режимах; последнее свойство особенно ценно для широкодиапазонных передатчиков, у которых напряженность режима может изменяться в значительных пределах.

Все энергетические свойства анодно-экранной модуляции аналогичны свойствам анодной модуляции.

**Модуляция на защитную сетку пентода.** В генераторных лампах на защитную сетку подается небольшое положительное напряжение. Появление на ней отрицательного напряжения приводит к нейтрализации положительного поля анода и к практически линейному убыванию анодного тока (рис. 12-72) за счет роста токов экранирующей и управляющей сеток. Полное запирание анодной цепи достигается при напряжении на этой сетке

$$U_з = -\frac{U_{a0}}{\mu_{aз}},$$

где $\mu_{aз}$ — коэффициент усиления третьей сетки по отношению к аноду.

Обычно $\mu_{aз} = 5 \div 8$, следовательно, при данном виде модуляции требуется значительное модулирующее напряжение. Однако мощность модулятора незначительна вследствие того, что ток защитной сетки мал и в течение большей части периода модуляции отсутствует.

В схеме всегда используется питание экранирующей сетки через поглотительное сопротивление и сеточное автосмещение, что уменьшает токи экранирующей и управляющей сеток, мощность рассеяния на них и мощность возбуждения. Модуляция при этом является фактически комбинированной — за счет изменения напряжения на всех трех сетках.

Вследствие постоянства анодного напряжения энергетические показатели генератора такие же, как при модуляции смещением.

**Особенности модуляции в генераторах СВЧ.** Для генераторов СВЧ характерно значительное прохождение энергии из цепи возбуждения в выходную цепь. В усилителях с общей сеткой это возникает за счет прохождения первой гармоники анодного тока через цепь возбуждения, а в усилителях с общим катодом — за счет прохождения энергии через паразитные емкости. Это не дает возможность получить 100%-ную модуляцию без снятия возбуждения. Для устранения этого недостатка производят неглубокую синфазную модуляцию с $m_в = 0,4 \div 0,6$ в предыдущем каскаде. Данная мера позволяет также получить линейную модуляционную характеристику при различной напряженности режима. Последнее обстоятельство особенно важно при анодной модуляции, поскольку в диапазоне СВЧ трудно обеспечить большое сопротивление нагрузки, необходимое для создания перенапряженного режима.

При сеточной модуляции смещением в усилителе с общей сеткой определяют параметры граничного режима в максимальной точке, после чего рассчитывают модуляционную характеристику из соотношения

$$I_{a1} = \frac{SU_{с.к}\beta_1(\psi)}{1 + \beta_1(\psi)\frac{R_э}{R_i}}, \qquad (12\text{-}92)$$

где

$$\psi = \arccos \frac{U_{c0} - U_{cB}}{U_c}. \qquad (12\text{-}93)$$

Мощность модулятора при включении его в катодную цепь и глубине модуляции генератора $m_г = 1$

$$P_\Omega \approx \frac{1}{2} \frac{I_{a0M}}{2} U_\Omega, \qquad (12\text{-}94)$$

что много больше мощности модулятора в усилителе с общим катодом.

Особое внимание следует обращать на режим возбудителя, нагрузка которого изменяется от очень малой величины (десятки или сотни ом) в максимальной точке до бесконечности в минимальной точке.

Амплитуда модулирующего напряжения

$$U_\Omega = \frac{1}{2}(U_{cB} + U_c - U_{c0M}). \qquad (12\text{-}95)$$

При анодной модуляции в усилителе с общей сеткой прекращение анодного тока достигается при подаче отрицательного напряжения на аноде $U_{a0} = -|u_{с.макс}|$.

Если синфазно модулируется возбудитель, расчет ведется по следующим основным формулам:

анодное напряжение в режиме молчания

$$U_{а.н} = \frac{U_{aM} - U_{с.к.мин} m_г}{m_г + 1}; \qquad (12\text{-}96)$$

мощность в режиме молчания

$$P_н = \frac{P_M}{(1 + m_г)^2} - \frac{1}{2} \frac{I_{a1M}}{1 - m_г} \frac{U_{с.кM}}{1 + m_в}; \qquad (12\text{-}97)$$

минимальное напряжение на аноде

$$|U_{am}| = U_{aM} \frac{m_г - 1}{m_г + 1} + \frac{2m_г U_{с.к.мин}}{m_г + 1}, \qquad (12\text{-}98)$$

где

$$U_{с.к.мин} = \frac{U_{с.кM}}{1 + m_в};$$

потребляемая мощность в режиме молчания

$$P_{0н} = \frac{P_{0M}}{(1 + m_г)^2}; \qquad (12\text{-}99)$$

амплитуда модулирующего напряжения

$$U_\Omega = m_г \frac{U_{am} - U_{с.к.мин}}{1 + m_г}; \qquad (12\text{-}100)$$

амплитуда тока звуковой частоты

$$I_\Omega = \frac{I_{a0M} m_г}{1 + m_г}; \qquad (12\text{-}101)$$

максимальная мощность возбуждения

$$P_{вM} = \frac{1}{2}(I_{a1M} + I_{c1M}) U_{с.кM}. \qquad (12\text{-}102)$$

Остальные соотношения берутся из общих уравнений усилителей с общей сеткой.

**Модуляция в автогенераторах.** Глубокая амплитудная модуляция в автогенераторах не может быть получена путем изменения смещения, так как при небольшом увеличении его происходит срыв колебаний.

Достаточно линейная и глубокая модуляция может быть получена путем изменения напряжения на аноде в триодных генераторах, часто — при анодно-экранной модуляции в тетродных автогенераторах и обычно — при модуляции на защитную сетку пентодных генераторов.

**Повышение эффективности передатчиков с амплитудной модуляцией методом клиппирования.** Статистические исследования спектра человеческой речи обнаруживают обратную пропорциональность между вероятностью появления и величиной энергии звуковых сигналов. Поэтому средний коэффициент модуляции в передатчиках весьма мал и близок к 0,3. Это приводит к низкому к. п. д. передатчиков с сеточной модуляцией и малой интенсивности боковых, являющихся носителями полезной информации при всех видах амплитудной модуляции.

В служебных станциях, где не важна художественность передачи, можно, срезая с помощью двустороннего ограничителя пики звуковых сигналов, уменьшить неравномерность их интенсивности, что при модуляции позволяет резко повысить среднюю глубину модуляции, при некоторых несущественных для разборчивости искажениях. Этот процесс называется *клиппированием.*

Опыт показывает, что при клиппировании на 24 *дб* средний коэффициент модуляции повышается до 90—95%. Это равноценно увеличению мощности в 2—2,5 раза.

Акустические исследования показывают, что пики мощности речи приходятся в основном на низкие частоты (до 600 *гц*). При их срезании образуются гармонические составляющие, которые ухудшают артикуляцию. Во избежание этого эффекта обычно до ограничения подавляют низкие частоты с помощью фильтров или усилителей со специальными амплитудно-частотными характеристиками, а также отфильтровывают высшие гармоники ограниченных сигналов фильтром верхних частот.

### Амплитудная манипуляция при телеграфной работе

При данной установленной мощности ламп телеграфная работа позволяет реализовать максимальную дальность действия передатчика благодаря: 1) использованию ламп в оптимальном режиме при глубине модуляции 100%; 2) узости полосы пропускания, необходимой для передачи и приема телеграфных сигналов.

Опыт показывает, что для удовлетворительного воспроизведения телеграфных сигналов достаточно пропускания пятой гармоники огибающей наиболее коротких сиг-

налов — «точек», для чего полоса канала должна составлять

$$2\Delta f = 10F,$$

где частота посылок связана с длительностью точки $\tau$ соотношением $F=1/2\tau$.

При ручной телеграфии со скоростью до 20 слов в минуту (стандартное слово соответствует 66 элементарным посылкам или 22 *бод*) полоса должна быть равна $\sim 110$ *гц*. При буквопечатании со скоростью до 60 слов в минуту или 66 *бод* $2\Delta f \approx 450$ *гц*. При использовании быстродействующих аппаратов со скоростью до 500 слов в минуту или 550 *бод* $2\Delta f \approx 2\,000$ *гц*.

При составлении схем манипуляции необходимо учитывать следующие моменты:

1. Запирание передатчика во время пауз должно быть полным.

2. Форма импульсной посылки должна быть трапецеидальной или близкой к прямоугольной, для этого важно уменьшать емкости и индуктивности в цепях коммутации.

3. Желательно включать ключ в цепи, где действуют минимальные напряжения и протекают малые токи. В цепях, где действуют напряжения свыше 250 *в*, коммутация производится с помощью реле, управляемого ключом.

4. Манипуляция не должна нарушать нормального режима работы других каскадов.

В триодных генераторах с нейтрализацией чаще всего используется манипуляция в цепи смещения, в тетродных и пентодных генераторах — экранная манипуляция или ее комбинация с сеточной. Помимо амплитудной находят применение также частотная и фазовая манипуляция.

## Однополосная модуляция

В системах однополосной связи используется передача полезной информации с помощью *одной боковой полосы*. Необходимые при детектировании в приемнике колебания несущей частоты создаются дополнительным высокостабильным гетеродином либо используются посылки передатчика ослабленной несущей (так называемые пилот-сигналы).

Использование однополосных систем позволяет размещать в отведенном диапазоне удвоенное количество каналов связи.

Подавление несущей позволяет увеличить мощность колебаний в боковой полосе, получить выигрыш в отношении сигнала к шуму на входе детектора и исключить влияние нарушений фазовых соотношений несущей и боковых при прохождении в ионосфере. В результате общий теоретический выигрыш в мощности передающего устройства может достигать 16 раз.

Формирование однополосного сигнала практически не может быть достигнуто простой фильтрацией одной из боковых полос в двухполосном сигнале из-за невозможности реализации фильтров с очень высокой крутизной амплитудно-частотной характеристики. Наиболее широко используются два метода выделения боковой полосы: метод многократного преобразования спектра модулирующих колебаний и многофазный метод.

При первом методе колебания звуковых частот смешиваются с колебаниями вспомогательного гетеродина так называемой поднесущей частоты, приблизительно на порядок превышающей максимальную частоту звукового спектра. Это позволяет легко отфильтровать спектр суммарных комбинационных частот (рис. 12-73). Операция повторяется несколько раз до получения нужного диапазона частот.

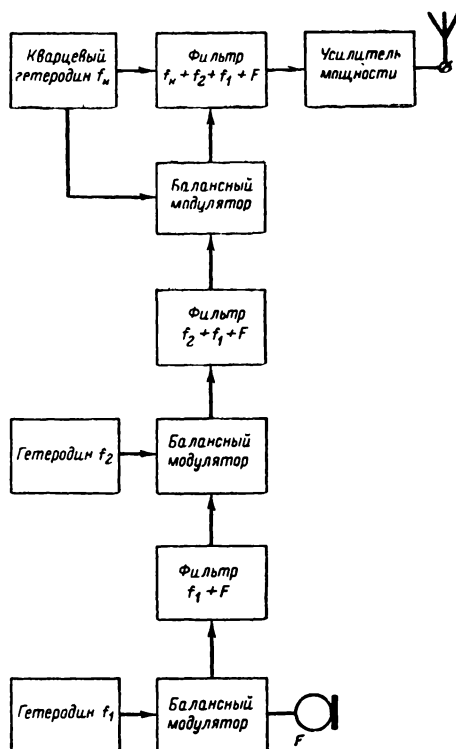



Рис. 12-73. Формирование однополосного сигнала методом последовательного преобразования спектра.

Для облегчения фильтрации обычно используют балансные модуляторы, в которых подавляется несущая. Балансный модулятор представляет собой двухтактный генератор, в котором производится сеточная (или любая другая) модуляция; при этом модулирующее напряжение подводится к лампам в противофазе, а возбуждающее — в фазе. За счет этого в общей нагрузке присутствуют только колебания боковых частот.

Достоинством балансных модуляторов является также подавление на выходе четных гармоник частоты модуляции и их комбинаций с несущей. Подавление ком-

бинационных составляющих представляет серьезную проблему при данном методе формирования однополосных сигналов. Более чистый спектр образуется на выходе кольцевого модулятора (рис. 12-74), представляющего собой параллельное соединение двух балансных модуляторов. Благо-

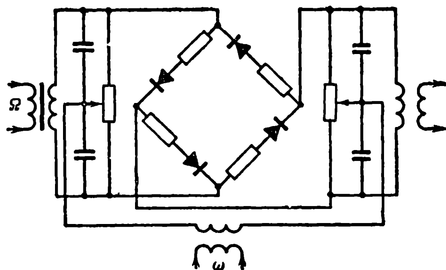



Рис. 12-74. Кольцевой модулятор.

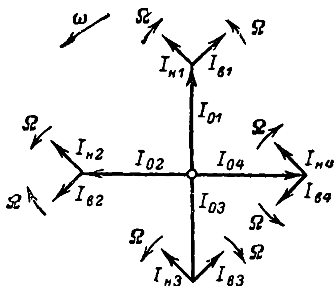



Рис. 12-75. Векторная диаграмма колебаний в четырехфазной системе.

даря симметрии схемы относительно обоих источников на выходе отсутствуют комбинационные составляющие их четных гармоник.

Недостатком метода является некоторая сложность, наличие большого числа фильтров и трудность подавления побочных частот.

При втором методе в многофазных системах производится компенсация не только колебаний несущей частоты, но и одной из боковых полос. Это происходит при сложении $n$ амплитудно-модулированных колебаний, каждое из которых сдвинуто по отношению к другому по фазе несущей и по фазе модулирующего напряжения на угол $2\pi/n$. На рис. 12-75 показана векторная диаграмма колебаний в четырехфазной системе, из которой видно, что несущие и верхние боковые взаимно уничтожаются, в то время как нижние боковые складываются в одинаковых фазах.

Данная система может быть реализована с помощью двух балансных модуляторов, одного низкочастотного и одного высокочастотного фазовращателей по блок-схеме на рис. 12-76.



Многофазные системы просты по своей структуре, но требуют жесткой балансировки; большие трудности приходится преодолевать при разработке низкочастотных фазовращателей. В диапазонных передатчиках возникают также значительные трудности при создании высокочастотных диапазонных фазовращателей, которые становятся почти непреодолимыми на частотах свыше 40 *Мгц*.

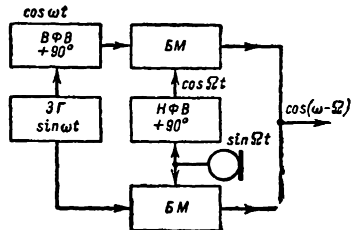



Рис. 12-76. Блок-схема четырехфазной системы.

*ВФВ* — высокочастотный фазовращатель; *НФВ* — низкочастотный фазовращатель; *ЗГ* — задающий генератор; *БМ* — балансный модулятор.

Из-за трудностей балансировки обычно не удается подавить несущую более чем на 40 *дб*.

Недостатки этих двух основных методов в той или иной степени устраняются при более сложных, комбинированных способах формирования: ***фазофильтровом, методе Холла, амплитудно-фазовом*** и других методах, внедряемых в настоящее время в практику.

Однополосная модуляция используется преимущественно в передатчиках коротковолновых связных радиостанций.

### Частотная и фазовая модуляция

Частотно- и фазово-модулированные колебания с точностью до постоянной фазы описываются общим уравнением

$$i = I_m \sin(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t), \quad (12\text{-}103)$$

где $\omega$ — частота несущей;
$\beta = \Delta\omega/\Omega$ — индекс модуляции;
$\Omega$ — частота модуляции;
$\Delta\omega$ — девиация частоты.

Разложение в ряд Фурье выражения (12-103) дает:

$$i = I_m \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \sin(\omega_0 + n\Omega) t, \quad (12\text{-}104)$$

где $J_n(\beta)$ — функция Бесселя первого рода $n$-го порядка от индекса модуляции.

Если ограничиваться составляющими, которые обладают более чем 3% энергии несущей, то в практический спектр войдут члены с $n \leqslant \beta$.

При $\beta \leqslant 1$ в спектр входят, кроме несущей, только две боковые, и он имеет ту

же ширину, что и спектр амплитудно-модулированных колебаний (*узкополосная частотная модуляция*). При $\beta>1$ спектр определяется $\Delta\omega$ (*широкополосная модуляция*).

Из-за бо́льшей помехоустойчивости линий связи основное практическое применение находит частотная модуляция; фазовая используется как промежуточный вид для получения частотной (так называемые косвенные методы частотной модуляции).

**Косвенный метод частотной модуляции.** Простой метод фазовой модуляции может

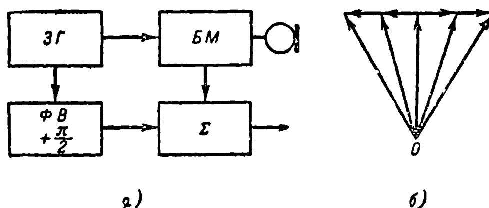



Рис 12-77. Получение фазово-модулированных колебаний

*а* — блок-схема; *б* — векторная диаграмма.

быть осуществлен по блок-схеме на рис. 12-77, *а*. Колебания биений двух боковых частот с выхода балансного модулятора смешиваются с колебаниями задающего генератора, сдвинутыми на 90°. Векторная диаграмма (рис. 12-77, *б*) показывает, что результирующий вектор оказывается промодулированным по фазе. Пропорциональность между глубиной модуляции в балансном модуляторе и фазовой модуляцией сохраняется при

$$\Delta\varphi \leqslant 0{,}5.$$

Возникающая одновременно с фазовой частотная модуляция сопровождается низкочастотными искажениями, определяемыми связью девиаций частоты и фазы $\Delta f = =\Delta\varphi(U_\Omega)F$.

Если желательно получить безыскаженную частотную модуляцию, компенсируют эти искажения путем использования в подмодуляторе усилителя с падающей амплитудно-частотной характеристикой.

Достоинство метода состоит в том, что модуляция производится не в задающем генераторе; это позволяет легко стабилизировать среднюю частоту излучения. Основной недостаток заключается в невозможности получения большой девиации частоты, дальнейшее повышение которой достигается ценой большого усложнения схемы передатчика.

**Модуляция с помощью ламп-реактивностей.** Непосредственное изменение частоты автогенератора достигается с помощью ламп, действующих как управляемые реактивные сопротивления, присоединяемые параллельно колебательному контуру (рис. 12-78).

Реактивный характер эквивалентного сопротивления лампы создается благодаря подаче на управляющую сетку напряжения через цепочку $Z_1$, $Z_2$, сдвигающую напряжение $\overline{U}_c$ относительно $\overline{U}_a=\overline{U}_к$ на 90°.

Для получения этого необходимо, чтобы:

1) $|Z_1| \gg |Z_2|$;

2) одно из сопротивлений было чисто активным, а второе — реактивным.

На рис. 12-79 приведена векторная диаграмма реактивной лампы в случае, когда $Z_1=1/j\omega C$; $Z_2=R$, показывающая, что при этом она служит эквивалентной емкостью. Изменение величины эквивалентного реактивного сопротивления достигается изменением средней крутизны лампы $S_{ср}=S\alpha_1(1-\cos\psi)$ при работе на квадратичном участке анодно-сеточной характеристики лампы без отсечки или изменением угла отсечки при работе с заходом на линейный участок. Эти изменения создаются источником низкочастотного напряжения, варьирующим смещение на сетке.

Относительная девиация частоты рассчитывается из соотношения

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{1}{2}\, p^2 \rho k \,\frac{\partial S_{ср}}{\partial U_{с0}}\, \Delta U_{с0} \sin\varphi, \qquad (12\text{-}105)$$

где $p$ — коэффициент включения реактивной лампы;
$\rho$ — характеристическое сопротивление контура;
$k$ — коэффициент передачи фазирующей цепочки;
$\varphi$ — фазовый угол коэффициента передачи.

Обычно таким методом не может быть получена девиация частоты более нескольких процентов.

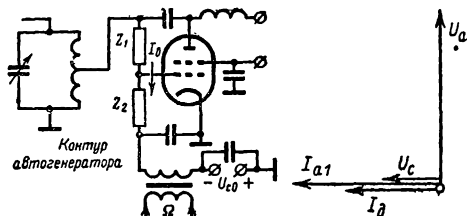



Рис. 12-78 Реактивная лампа.

Рис. 12-79 Векторная диаграмма реактивной лампы.

Линейность модуляции достигается при постоянстве производной $\partial S_{ср}/\partial U_{с0}$.

Если угол $\varphi$ отличен от 90°, возникает паразитная амплитудная модуляция. Причинами этого, кроме неточной фазировки цепочки, могут также явиться падение напряжения от сеточных токов и реакция анода. С целью получения точной фазировки усложняют схему цепочки и используют лампы с малыми токами сетки и малой проницаемостью — лучевые тетроды и пентоды.

В силу малой величины девиации частоты реактивные лампы в настоящее время используются преимущественно в системах автоматической подстройки частоты.

**Генераторы с управляемыми емкостями или индуктивностями.** Значительно больший диапазон электронной перестройки может быть получен при использовании автогенераторов с управляемыми реактивными элементами в контурах. Такими элементами могут служить катушки с ферритовыми сердечниками, снабженные дополнительными подмагничивающими обмотками. Изменение тока в подмагничивающей катушке приводит к изменению магнитной проницаемости сердечника, а следовательно, и индуктивности катушки.

В зависимости от материала сердечника, конструкции катушки, рабочего диапазона и требований к линейности характеристики перестройки коэффициент перекрытия по частоте может быть получен в пределах от нескольких единиц до нескольких десятков процентов.

Аналогично осуществляется электронная перестройка в генераторах с варикондами — конденсаторами, емкость которых изменяется в зависимости от напряженности электрического поля, воздействующего на диэлектрик, разделяющий пластины. Генераторы этого типа имеют следующие недостатки: нелинейность характеристики перестройки и некоторая неоднозначность настройки, связанная с наличием петли гистерезиса; сильные влияния температуры на рабочую частоту; постепенный дрейф частоты, определяемый старением используемых материалов.

**Генераторы с изменяемым углом обратной связи.** Небольшое изменение частоты, получаемое с помощью реактивной лампы, объясняется трудностью изменения запаса реактивной энергии в контуре. Эта трудность отпадает при изменении фазового угла коэффициента обратной связи, по цепи которой передается небольшая доля генерируемой мощности.

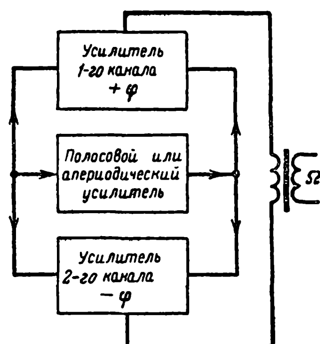



Рис. 12-80. Блок-схема электронно перестраиваемого генератора с двумя каналами обратной связи.

Управление этим фазовым углом может быть легко осуществлено при использовании двух каналов обратной связи, в которых создаются фазовые сдвиги разных знаков. Если включить в эти каналы усилители, то при противофазном изменении их усиления результирующий вектор напряжения обратной связи будет изменять свою ориентацию (рис. 12-80).

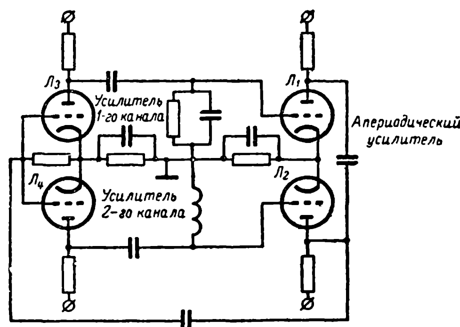



Рис. 12-81. Двухканальный генератор с электронной перестройкой.

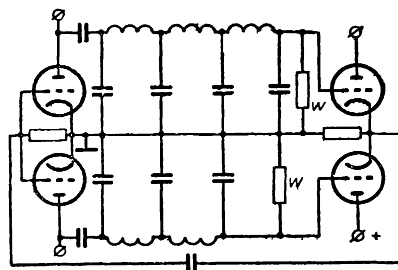



Рис. 12-82. Генератор с искусственными линиями.

Из выражения (12-80) следует, что для получения максимальной девиации частоты необходимо всемерно уменьшать фиксирующую способность колебательной системы, это достигается путем использования апериодических или полосовых усилителей.

На рис. 12-81 приведен пример схемы подобного генератора, где в качестве апериодического усилителя используется двухламповый усилитель на лампах $Л_1$ и $Л_2$, а в качестве усилителей в цепи обратной связи — лампа $Л_3$ с емкостной нагрузкой и лампа $Л_4$ с индуктивной нагрузкой. Усиление ламп $Л_3$ и $Л_4$ изменяется противофазно за счет одного из питающих напряжений.

Коэффициент электронной перестройки такой схемы может быть близок к 10 в диапазоне средних и коротких волн (если не важна линейность характеристики перестройки).

Во втором типе генераторов этого класса (рис. 12-82) разный фазовый сдвиг в каналах обратной связи достигается путем использования усилителей, нагруженных на согласованные искусственные линии с раз-

ным числом ячеек. Коэффициент электронной перестройки $K_f = f_{макс}/f_{мин}$ в таких генераторах достигает 2—3 в диапазоне средних и длинных волн.

**Частотная модуляция *RC* в генераторах.** Для генерации колебаний относительно низких частот нашли широкое использование *RC*-генераторы, в которых необходимый для самовозбуждения сдвиг фаз 180° между напряжением на аноде и сетке достигается в трех фазосдвигающих *RC*-ячейках.

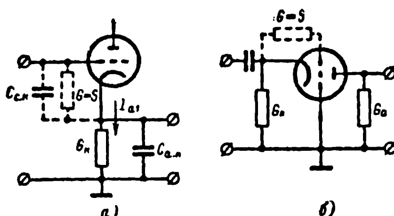


Рис. 12-83. Резистивные усилители как ячейки изменяемого фазового сдвига.

Частота генерируемых колебаний обратно пропорциональна первой степени *R* и *C*, что позволяет получить гораздо большие изменения частоты, чем в *LC*-генераторах при одинаковых пределах изменений их параметров.

Если в качестве *RC*-ячейки использовать электронно-перестраиваемую схему, то можно получить генератор с широким диапазоном электронной перестройки. В качестве таких ячеек используются катодные повторители и резистивные усилители с общей сеткой (рис. 12-83). Коэффициент передачи катодного повторителя

$$\overline{K} = \frac{S_{ср} + j\,\omega\,C_{с.к}}{S_{ср} + G_к + j\omega(C_{с.к} + C_{а.к})}, \quad (12\text{-}106)$$

где $G_к$ — проводимость катодной нагрузки.

Коэффициент передачи усилителя с общей сеткой

$$\overline{K} = \frac{S_{ср}}{S_{ср} + G_к + j\,\omega\,C_{с.к}}. \quad (12\text{-}107)$$

Изменение коэффициентов передачи может быть произведено путем изменения средней крутизны.

На рис. 12-84, *а* приведена схема генератора с катодными повторителями, а на рис. 12-84, *б* — генератора на усилителях с общей сеткой.

В первой схеме модуляция производится изменением смещения на всех трех катодных повторителях, а во второй схеме — только на первом усилителе.

Подобные схемы позволяют изменять частоту электронным способом до 10 раз при хорошей линейности характеристики перестройки. Интересно, что верхние частоты генерации могут лежать в диапазоне метровых волн.

**Генераторы с электронной перестройкой полупроводниковыми приборами.** Емкости запертых *p-n* переходов полупроводниковых диодов или триодов изменяются в зависимости от приложенного напряжения обычно от нескольких десятков до нескольких сотен пикофарад. Это используют для изменения частоты автогенераторов, подключая к их

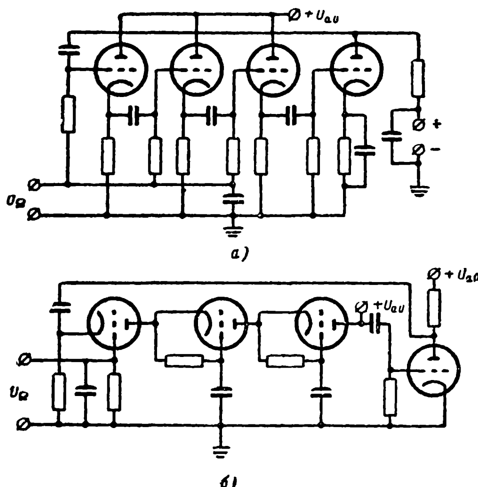


Рис. 12-84. Автогенераторы, перестраиваемые напряжением смещения.

*а* — генератор с катодными повторителями; *б* — генератор с усилителями с общей сеткой.

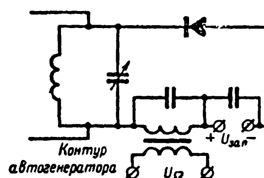



Рис. 12-85. Использование полупроводниковых диодов для электронной перестройки.

колебательной системе полупроводниковые приборы и изменяя величину смещения на переходе, например по схеме на рис. 12-85.

## Импульсная модуляция

В радиолокационных, радионавигационных устройствах и многоканальных радиолиниях используют различные виды импульсной работы, простейшим из которых является посылка кратковременных радиоимпульсов постоянной длительности $\tau$ с постоянным периодом следования *T*.

**Особенности работы генераторов в импульсном режиме.** Относительное активное время работы передатчика оценивается скважностью

$$q = \frac{T - \tau}{\tau}.$$

В реальных устройствах длительность импульса $10^{-9} \leqslant \tau \leqslant 10^{-3}$ *сек*; период следования $10^{4} \leqslant T \leqslant 10^{-2}$ *сек*; скважность $10^{4} \geqslant q \geqslant 10$, т. е. длительность импульсов, за редким исключением, по крайней мере на порядок меньше периода их следования.

Последнее обстоятельство вследствие тепловой инерции электродов ламп открывает возможность их форсированного использования в течение импульсов. Данная возможность существует благодаря явлению импульсной эмиссии у ламп со сложными катодами. Так например в течение 3—5 *мксек* у оксидных катодов и 2—3 *мсек* у их специальных разновидностей — импрегнированных; *L*-катодов и матричных катодов эмиссия во много раз превосходит ее значение в непрерывном режиме при тех же анодных напряжениях. При этом в соответствующее число раз уменьшается сопротивление ламп постоянному току. В табл. 12-4

Таблица 12-4

| Тип катода | Температура, °K | Долговечность, *ч* | Плотность тока эмиссии, *а/см²* | |
|---|---|---|---|---|
| | | | Непрерывный режим | Импульсный режим |
| Вольфрамовый . . . | 2 600 | 10 000 | 0,5 | 0,5 |
| Торированный вольфрам . . . . . | 2 000 | 5 000 | 1—3 | 1—3 |
| Оксидный . . . . . | 1 100 | 3 000 | 5 | 50 |
| L-катод . . . . . . | 1 300 | 8 000 | 1,5 | — |
| Матричный . . . . | 1 150 | — | 0,6 | 30 |
| Ториево-оксидный . . | 1 950 | 4 000 | 2 | 10 |
| Гексаборит лантана . | 1 900 | — | 10 | 10 |
| Бариево-кальциевый алюминат . . . . | 1 400 | 5 000 | 9 | 10 |

приведены сравнительные данные плотностей токов эмиссии некоторых современных катодов в непрерывном и импульсном режимах. Особое значение имеет то обстоятельство, что благодаря импульсной эмиссии уменьшается требуемое сопротивление нагрузки; это повышает нагрузочную способность генератора и является причиной того, что высокочастотный предел использования ламп в импульсном режиме лежит в области более высоких частот, чем в непрерывном режиме.

Импульсная модуляция осуществляется путем кратковременного отпирания генератора СВЧ положительным импульсом, подаваемым на сетку лампы при полном анодном напряжении, либо положительным импульсом, подаваемым на анод лампы, не запертой по сетке. Хотя при первом способе мощность импульсного модулятора много меньше, чем при втором, он применяется весьма редко вследствие того, что: непрерывное присутствие на аноде высокого напряжения предъявляет повышенные требования к изоляции; нагретая сетка, покрытая слоем испаренного с катода бария, служит источником термотоков, протекающих во время пауз.

Хотя термотоки в тысячи раз меньше анодных токов, но за время пауз, в сотни и тысячи раз превышающих длительность импульсов, они создают рассеяние тепла на аноде, соизмеримое с тепловым рассеянием от импульсов анодного тока.

**Основные типы импульсных модуляторов.** Импульсные модуляторы состоят из накопителей, которые запасают необходимую энергию за время пауз, и коммутаторов, подключающих накопители во время рабочих импульсов к генераторам.

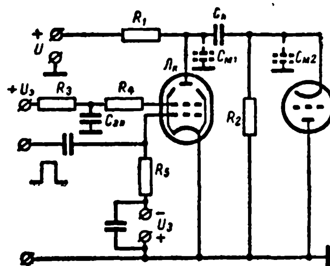



Рис. 12-86. Импульсный модулятор с емкостным накопителем.

*Модулятор с емкостным накопителем* (рис. 12-86) имеет конденсатор $C_н$, заряжающийся от источника постоянного напряжения $U$ через резисторы $R_1$ и $R_2$. Первый служит для предотвращения замыкания источника питания во время импульса через малое сопротивление коммутатора (лампа $Л_к$) и для устранения перегрузки последнего током источника; второй резистор создает путь для зарядных токов во время паузы; его сопротивление должно на порядок превышать сопротивление отпертого генератора.

В качестве коммутаторов используются специальные модуляторные лампы — лучевые тетроды с высокой эмиссионной способностью, обладающие большим коэффициентом усиления по мощности и сравнительно малым сопротивлением постоянному току (отечественная серия ГМИ). Большая крутизна этих ламп, достигающая 200—300 *ма/в*, может быть причиной паразитного самовозбуждения схемы, для устранения которого в цепь экранирующей и управляющей сеток часто включаются резисторы сопротивлением до 10 *ом*. Коммутатор запирается смещением $U_3$ на первую сетку, а отпирается положительным импульсом, напряжение которого выделяется на резисторе $R_5$, являющемся нагрузкой подмодулятора. Во время импульса накопитель разряжается через коммутатор на генераторную лампу (правая лампа на рис. 12-86).

В высоковольтных импульсных схемах возможно возникновение пробоев как в нагрузке, так и в самом коммутаторе; чтобы обезопасить при этом лампу от перегрузок, в ее анодную цепь иногда включают

небольшое ограничительное сопротивление. Напряжение на экранирующей сетке создается накапливающимся за время паузы зарядом на конденсаторе $C_{э.н}$.

При конструировании модулятора важно обращать внимание на всемерное уменьшение емкостей монтажа $C_{М1}$ и $C_{М2}$. Первая при большой скорости изменения напряжения на фронте импульса создает большой дополнительный разрядный ток, нагружающий лампу коммутатора; вторая, разряжаясь через генераторную лампу, может затянуть рабочий импульс и исказить его форму.

Оптимальным режимом работы коммутирующей лампы является граничный режим. Переход в область перенапряженного режима приводит к уменьшению импульса тока, и его величина будет сильно зависеть от напряжения на накопителе. Переход в область недонапряженного режима требует увеличения напряжения источника и приводит к увеличению напряжения и рассеяния на аноде, снижению к. п. д. разрядного процесса и появлению сильной зависимости импульсов тока от напряжения на сетке. Однако слегка недонапряженный режим целесообразно выбирать, если можно ожидать изменений напряжений на накопителе.

Работу модулятора характеризует к. п. д. зарядного процесса, определяющий, какая доля энергии, потребляемой от источника, передается накопителю, и к. п. д. разрядного процесса, определяющий, какая доля энергии накопителя передается полезной нагрузке.

Коэффициент полезного действия зарядного процесса

$$\eta_{зар} = \frac{U_{н.ср}}{U_0} \qquad (12\text{-}108)$$

тем выше, чем ближе среднее значение напряжения на накопителе $U_{н.ср}$ к напряжению источника $U_0$, т. е. чем меньше разряжается накопитель за время импульса; это согласуется с требованием постоянства питающего напряжения на аноде генераторной лампы во время импульса.

Коэффициент полезного действия разрядного процесса

$$\eta_{разр} = 1 - \frac{U_к}{U_н} \qquad (12\text{-}109)$$

тем выше, чем меньшая доля напряжения накопителя падает на открытом коммутаторе.

Основное достоинство данного модулятора состоит в возможности изменений в широких пределах амплитуды, длительности, формы и частоты следования импульсов. Основным недостатком является сравнительно высокое сопротивление постоянному току ламповых коммутаторов, ограничивающее к. п. д. разрядной цепи величиной, не превышающей 90%. Значительно более высоким к. п. д. обладают модуляторы с ионными коммутаторами, внутреннее сопротивление которых много меньше, чем электронных. Однако ионные коммутаторы обладают существенным недостатком: они неуправляемы по поджигающему электроду, поэтому сам накопитель должен формировать импульс нужной формы. К таким накопителям относятся искусственные линии, разряжающиеся на согласованную нагрузку.

*Импульсный модулятор с тиратронным коммутатором и линией* (рис. 12-87). Зарядное устройство состоит из линии, конденсаторы которой заряжаются от источника постоянной э. д. с. через первичную об-

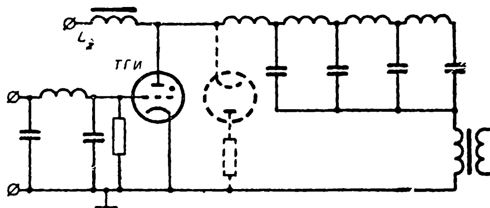



Рис. 12-87. Импульсный модулятор с искусственной линией.

мотку импульсного трансформатора и зарядный дроссель $L_з$. В качестве коммутаторов используются импульсные тиратроны, которые способны коммутировать токи в сотни ампер при рабочих напряжениях в десятки киловольт; при этом их внутреннее сопротивление имеет порядок десятков ом.

Специальными мерами удалось добиться ускорения ионизации и деионизации в водородных тиратронах, благодаря чему разброс моментов возникновения фронтов от импульса к импульсу сведен до 0,03—0,04 *мксек*, а максимальная частота повторения доведена у некоторых тиратронов до 30 000 импульсов в секунду.

Благодаря тщательной экранировке пространства сетка — катод от пространства сетка — анод тиратрон не поджигается даже при нулевом напряжении на сетке, что дает возможность исключить источник смещения; это, в свою очередь, позволяет использовать сравнительно низковольтный подмодулятор. Для защиты подмодулятора от кратковременного (сотые доли микросекунды) импульса перенапряжения, возникающего на участке сетка — катод в процессе поджига тиратрона, на его входе ставится сглаживающий фильтр.

При согласованной нагрузке $R_н = W$ линия разряжается через тиратрон и создает кратковременный импульс, степень приближения которого к прямоугольной форме зависит от типа линии и числа $m$ ячеек в ней (рис. 12-88). Амплитуда импульса равна половине напряжения, до которого заряжается линия. Для устранения перенапряжений в линии, возникающих при пробоях в нагрузке, иногда приходится включать параллельно тиратрону демпфирующий диод.

Параметры ячеек могут быть найдены из следующих соотношений:

$$L=\frac{W\tau}{2m};\ C=\frac{\tau}{2Wm};\ W=R_{0г}, \qquad (12\text{-}110)$$

где $W$ — волновое сопротивление линии;

$R_{0г}$ — сопротивление генератора постоянному току, пересчитанное к первичной обмотке трансформатора;

$m$ — число ячеек.

Напряжение, до которого должна заряжаться линия,

$$U_н=2\sqrt{P_иW}, \qquad (12\text{-}111)$$

где $P_и$ — мощность в импульсе.

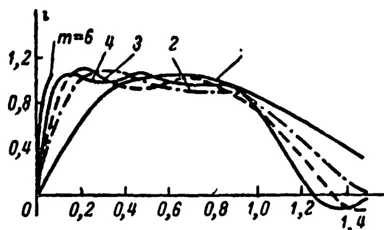



Рис. 12-88. Импульсы разряда искусственных линий.

Для ускорения деионизации после прохождения импульса рекомендуется подводить к тиратрону напряжение обратной полярности, равное приблизительно 5% рабочего напряжения. Этого можно достичь путем небольшого рассогласования, если выбрать

$$R_н\approx 0{,}9W.$$

Зарядные процессы в данном модуляторе существенно отличаются от зарядных процессов в предыдущей схеме благодаря включению дросселя $L_з$. Заряд через сопротивление привел бы к понижению к. п. д. зарядной цепи до 50% вследствие полного разряда накопительных конденсаторов.

Дроссель $L_з$ образует с ними последовательный контур, начало процесса заряда в котором описывается уравнениями:

$$i=\frac{U_0-U_1}{\rho}\sin\omega_0 t; \qquad (12\text{-}112)$$

$$u_л=U_1+(U_0-U_1)(1-\cos\omega t), \qquad (12\text{-}113)$$

где $\rho$ — характеристическое сопротивление контура;

$$\omega_0\approx\frac{1}{\sqrt{L_зmC}};$$

$U_1$ — напряжение на линии в начале заряда.

$U_0$ — напряжение источника.

Характер данных зависимостей показан на рис. 12-89, *а*. Через полпериода колебаний в контуре после начала зарядного процесса напряжение на линии достигает удвоенного значения напряжения источника, и если в этот момент осуществить поджиг тиратрона, то можно получить двойной выигрыш в напряжении источника. Подобный процесс называется *резонансным зарядом*; недостатком его является жесткая связь параметров зарядной цепи с периодом следования импульсов.

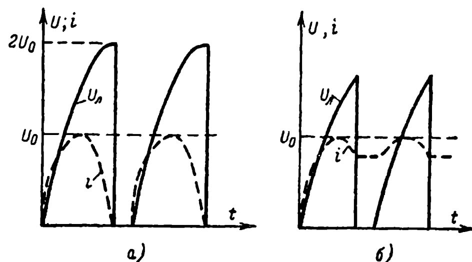



Рис. 12-89. Зарядные процессы в модуляторах с искусственными линиями.

*а* — резонансный заряд; *б* — линейный заряд.

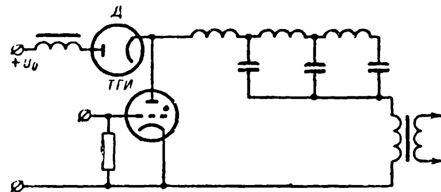



Рис. 12-90. Модулятор с фиксирующим диодом.

Этот недостаток может быть частично устранен с потерей в выигрыше напряжения путем перехода к так называемому *линейному заряду*, при котором поджиг производится до момента $t=T/2$ (рис. 12-89, *б*) Предел повышения частоты коммутации кладется увеличением тока в дросселе в момент поджига, что может привести к повторным поджигам и переходу к непрерывному горению тиратрона.

Увеличение периода следования в некоторых пределах может быть достигнуто при включении последовательно с дросселем фиксирующего диода (рис. 12-90), который благодаря односторонней проводимости обрывает зарядный процесс в момент $t=T/2$. В отсутствие утечек напряжение на линии достигает удвоенного напряжения источника и остается неизменным до прихода импульса, поджигающего тиратрон.

Недостатком схемы является внесение диодом в зарядную цепь значительного затухания, снижающего ее к. п. д. и выигрыш в напряжении.

## 12-7. ГЕНЕРАТОРЫ СВЧ СО СКОРОСТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ЭЛЕКТРОННОГО ПОТОКА

В диапазоне сантиметровых волн, вследствие того что время пролета электронами междуэлектродных промежутков становит-

ся соизмеримым с периодом колебаний, импульсы тока, наведенного в анодной цепи, расплываются и деформируются, что приводит к резкому снижению эффективности работы ламповых генераторов. Одновременно возрастают сеточные токи и уменьшается коэффициент усиления. Поэтому был создан новый класс генераторных приборов, в которых импульсы тока создаются скоростной модуляцией электронного потока. Одними из первых генераторов этого типа явились клистронные генераторы.

### Клистронные генераторы

На рис. 12-91 изображено устройство двухконтурного клистрона с внешним возбуждением. *Электронная пушка*, состоящая из подогревного катода, фокусирующего и ускоряющего электродов, создает равномерный поток быстролетящих электронов, который проходит через сетки двух объемных резонаторов. К первому из них, называемому *группирователем*, подводится высокочастотное напряжение от возбудителя. Переменное поле сеток группирователя создает небольшую модуляцию потока по скорости. Вследствие того что ускоряющий

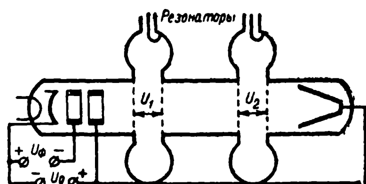



Рис. 12-91. Двухконтурный клистрон.

электрод и резонаторы находятся под одинаковым постоянным потенциалом, электроны по выходе из группирователя до второго резонатора летят по инерции, не меняя своей скорости. Поэтому данное пространство называют *пространством дрейфа*. По мере пролета этого пространства электроны, ускоренные группирователем, нагоняют замедленные, и в потоке образуются сгустки и разрежения. Проходя через второй резонатор, называемый *улавливателем*, поток наводит в нем переменные токи; сгустки взаимодействуют с полем между сетками улавливателя, отдавая ему свою энергию.

Отработанные электроны собираются *коллектором*.

Эффективность взаимодействия потока с полем улавливателя зависит от характера группирования потока, которое определяется величиной параметра группирования [Л. 9]

$$X = \frac{1}{2}\varphi_0 \xi M_1, \qquad (12\text{-}114)$$

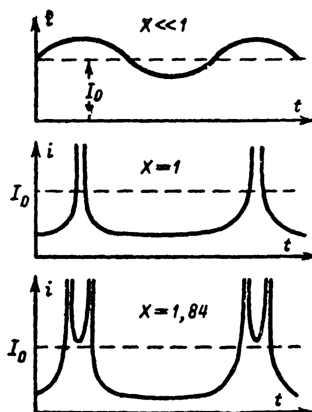
где $\varphi_0 = \dfrac{\omega l}{v_0}$ — пролетный угол *«невозмущенного» электрона*, летящего со скоростью

$$v_0 = \sqrt{2\frac{e}{m}U_0};$$

$\xi = \dfrac{U_1}{U_0}$ — коэффициент использования напряжения в группирователе;

$M_1 = \dfrac{\sin \varphi_1/2}{\varphi_1/2}$ — *параметр эффективности взаимодействия* электронов с полем резонатора, определяемый углом пролета электронами группирователя $\varphi_1$.

На рис. 12-92, *а* приведены типовые формы импульсов сгруппированного потока при



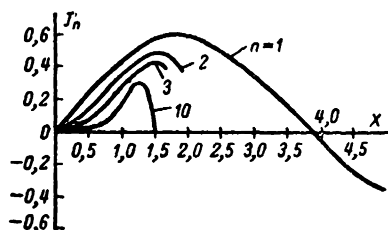




Рис. 12-92. Зависимости формы импульсов сгруппированного потока и их гармонических составляющих от параметра группирования.

различных значениях параметра группирования. В зависимости от формы импульсов меняются их гармонические составляющие [$I_n = 2I_0 J_n(nX)$, где $J_n$ — функция Бесселя первого рода $n$-го порядка], что характеризуется графиками на рис. 12-92, *б*. Для

режима усиления наивыгоднейшим является значение параметра $X=1{,}84$, при котором $I_1=1{,}16\,I_0$.

Мощность, передаваемая улавливателю,

$$P=\frac{1}{2}M_2U_2I_1. \qquad (12\text{-}115)$$

В идеальном случае $M_2=1$; $U_2=U_0$ (при $U_2>U_0$ часть электронов будет выбрасываться обратно из резонатора); $I_1=1{,}16\,I_0$. Тогда

$$P=0{,}58I_0U_0=0{,}58P_0. \qquad (12\text{-}116)$$

Следовательно, максимальный теоретический электронный к. п. д. $\eta_{макс}=0{,}58$.

Поскольку $I_0$ не зависит от $U_2$, оптимальный к. п. д. выходного резонатора $\eta_{к.опт}=0{,}5$, поэтому полный к. п. д. клистрона $\eta_н=\eta\,\eta_к\leqslant0{,}29$.

У реальных клистронов он уменьшается вследствие: 1) неидеальной фокусировки (собирания в сгустки) потока из-за взаимного отталкивания электронов; 2) оседания в среднем 20% потока на каждой из сеток; 3) отличия коэффициента электронного взаимодействия от единицы (реально $M=0{,}6\div0{,}9$). Поэтому полный к. п. д. двухконтурных клистронов обычно не превышает 20—25% при коэффициенте усиления до 20 *дб*.

В настоящее время изготовляются двухконтурные клистроны на мощности до нескольких сотен ватт.

Достоинствами двухконтурных клистронов являются относительная простота конструкции, небольшой вес и габариты.

Основные недостатки заключаются в низком к. п. д., относительно малом коэффициенте усиления и узкой рабочей полосе. Эти недостатки в значительной мере устраняются в *многоконтурных клистронах*, у которых между группирователем и улавливателем помещаются дополнительные, ни с чем не связанные резонаторы (рис. 12-93). Они устанавливаются в месте, где поток еще слабо сгруппирован ($X\ll1$), однако

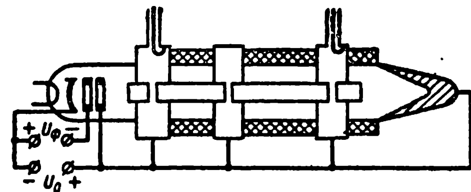



Рис. 12-93. Трехконтурный клистрон.

наводимые в них колебания весьма интенсивны из-за высокой добротности, определяемой отсутствием нагрузки. При определенной настройке резонаторов их поле углубляет скоростную модуляцию потока. Такая *каскадная группировка* позволяет: понизить амплитуду напряжения, возбуждающего первый резонатор, т. е. увеличить коэффициент усиления; получить импульсы тока с увеличенным приблизительно на 15% содержанием первой гармоники, что приводит к соответствующему повышению к. п. д. и выходной мощности; расширить полосу пропускания усилителей путем взаимной расстройки резонаторов.

На рис. 12-94, *а* приведены зависимости выходной мощности трехконтурного клистрона от относительной расстройки второго резонатора при различных уровнях входной мощности. Они показывают, что при малой мощности возбуждения дополнительная группировка от второго резонатора, возрастающая с уменьшением расстройки, имеет большое значение для увеличения мощности на выходе. С увеличением мощности возбуждения оптимальная расстройка возрастает, одновременно расширяется полоса усиливаемых частот.

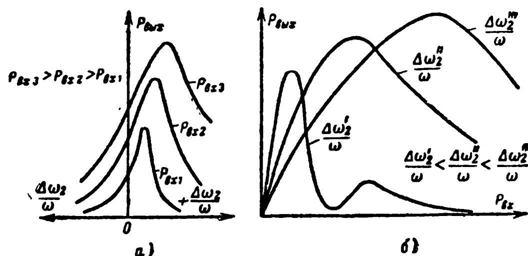



Рис. 12-94. Зависимость выходной мощности трехконтурного клистрона от входной мощности и расстройки второго группирователя.

Влияние расстройки второго резонатора на усиление можно проследить по характеристикам усиления, приведенным на рис. 12-94, *б*. Если относительная расстройка мала, максимум мощности достигается при малой мощности возбуждения; с увеличением расстройки выходная мощность растет; но ее максимальное значение достигается при бо́льшой мощности возбуждения, вследствие чего коэффициент усиления падает. Следовательно, усилители слабых сигналов, работающие с малыми расстройками, обладают значительно большим усилением, чем усилители мощных сигналов.

Для ориентировки в табл. 12-5 приведены данные двух-, трех- и четырехконтурных клистронов.

Таблица 12-5

| Тип усилителя | Усиление, *дб* | Полоса, *Мгц* | Произведение усиления на полосу |
|---|---|---|---|
| **Резонаторы настроены на одну частоту** | | | |
| 2-резонаторный . . . . | 20 | 4 | $4\cdot10^2$ |
| 3-резонаторный . . . . | 45 | 2 | $6\cdot10^4$ |
| 4-резонаторный . . . . | 70 | 1 | $10^7$ |
| **Резонаторы взаимно расстроены** | | | |
| 2-резонаторный . . . . | — | — | — |
| 3-резонаторный . . . . | 30 | 6,5 | $6{,}5\cdot10^3$ |
| 4-резонаторный . . . . | 40 | 9 | $9\cdot10^4$ |

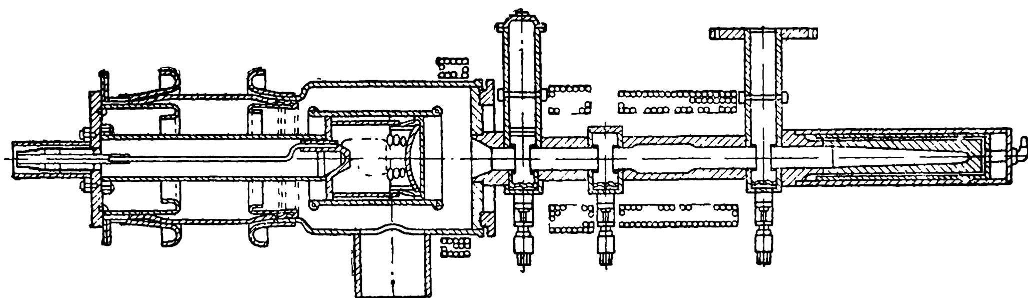


Рис. 12-95. Металлостеклянный клистрон с вакуумными резонаторами.

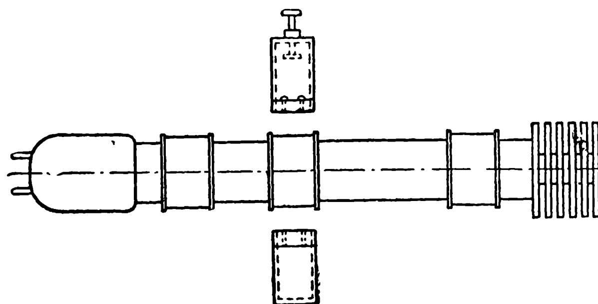


Рис. 12-96. Металлокерамический клистрон со съемными резонаторами.

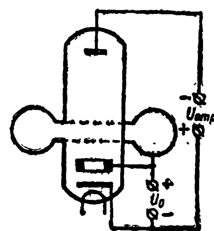



Рис. 12-97. Отражательный клистрон.

Повышение к. п. д. и выходной мощности в многорезонаторных клистронах происходит также за счет лучшего использования электронного потока. Меньший перехват тока луча достигается благодаря поперечной фокусировке потока магнитным полем специальных катушек и благодаря частичному или полному устранению сеток, замененных кольцевыми зазорами в трубах, окружающих пространство дрейфа.

Конструктивно многоконтурные клистроны разделяются на две группы: металлостеклянные и металлокерамические. У первых, как правило, резонаторы входят в состав вакуумной системы и перестраиваются с помощью гибких диафрагм в пределах десятых долей процента (рис. 12-95). В металлокерамических клистронах зазоры между пролетными трубами окружаются керамическими кольцами, на которые надеваются внешние съемные резонаторы; благодаря тому что они вне вакуума, их можно перестраивать в широких пределах (рис. 12-96).

Многоконтурные клистроны представляют собой громоздкие устройства, размеры которых достигают нескольких метров. Около половины их длины занимает охлаждаемый коллектор, на котором рассеивается до 45% подводимой мощности. Ввиду того что клистроны работают при напряжениях в несколько сотен киловольт, размеры и вес передающего устройства сильно увеличиваются высоковольтной изоляцией и свинцовой защитой от рентгеновского излучения.

Среди генераторов СВЧ клистроны обладают максимальными коэффициентами усиления (до 70 *дб*), средней мощностью, достигающей 500 *квт*, и к. п. д. 35—45%. Клистроны используются преимущественно на волнах от 40 до 10 *см*.

Из рис. 12-92, *б* следует, что амплитуды высших гармоник убывают с ростом их номера значительно медленнее, чем у ламповых генераторов. Это создает предпосылку для использования клистронов в качестве умножителей с большими коэффициентами умножения. В настоящее время известны клистроны-умножители с коэффициентами умножения до 10 в двухконтурных конструкциях и 20 — в трехконтурных, где используется принцип каскадного умножения. В последнем случае второй резонатор настраивается на $n_1$-ю гармонику входного, а третий — на $n_2$-ю гармонику второго резонатора.

Благодаря пространственному разнесению резонаторов клистроны работают очень устойчиво, и для самовозбуждения необходимо либо соединить входной и выходной резонаторы внешней линией обратной связи, либо связать их через элемент связи в общей стенке. Условие баланса фаз клистрона имеет вид:

$$\varphi_0 + \psi + \Theta_{о.с} - \frac{\pi}{2} = \pm 2\pi k, \qquad (12\text{-}117)$$

где $\varphi_0$ — пролетный угол невозмущенного электрона;
$\psi$ — фазовый угол улавливателя;
$\theta_{о.с}$ — фазовый угол цепи обратной связи;
$k$ — целое положительное число.

Благодаря тому что $\varphi_0$ является функцией ускоряющего напряжения, существуют частные области, в которых возможна электронная перестройка путем изменения ускоряющего напряжения. Опыт показывает, что относительная ширина этих областей не превышает десятых долей процента.

Значительно более широкий диапазон электронной перестройки можно получить у одноконтурного *отражательного клистрона*, схематическое устройство которого изображено на рис. 12-97. Вместо второго резонатора в нем установлен отражатель — отрицательно заряженный электрод. Ускоренные полем резонатора электроны подлетают ближе к отражателю, чем замедленные; при обратном движении первые нагоняют вторых и поток, собранный в сгустки, проходит резонатор в обратном направлении. Энергия, идущая на скоростную модуляцию потока, много меньше энергии, отдаваемой сгустками тормозящему полю резонатора, поэтому в системе возбуждаются автоколебания, избыточная энергия которых передается в нагрузку.

Взаимодействие поля с потоком в системе малоэффективно: к. п. д. отражательных клистронов обычно не превышает нескольких процентов, поэтому они используются преимущественно в качестве гетеродинов приемников. Немногочисленная группа клистронов с мощностью в несколько ватт используется в передатчиках радиорелейных линий.

Важнейшим ценным свойством отражательных клистронов является относительно широкая полоса электронной перестройки, которую грубо можно оценить соотношением

$$\Delta f \approx 1{,}2 \frac{f_c}{Q_н}, \qquad (12\text{-}118)$$

где $Q_н$ — добротность нагруженного резонатора.

Перестройка достигается изменением напряжения на отражателе практически без затраты энергии со средней крутизной до 10 *Мгц/в*.

Клистроны выполняются в виде металлостеклянных конструкций с внешней колебательной системой или в виде цельнометаллической конструкции с резонатором внутри вакуумного баллона.

Основной рабочий диапазон волн отражательных клистронов заключен в пределах от 10 *см* до нескольких миллиметров.

## Генераторы с ЛБВ

**Лампа бегущей волны.** При переходе ко все более коротким волнам уменьшаются размеры резонаторов клистронов, запас энергии в них, а следовательно, и амплитуда действующих напряжений. Последнее приводит к ослаблению взаимодействия резонаторов с потоком. Чтобы избежать при этом потери мощности и электронного к. п. д., переходят к использованию систем, состоящих из многих резонаторов, и взаимодействию потока с полем не на коротких отрезках между сетками, а на протяжении всего пути пролета электронов. Для этого создают электромагнитные системы, вдоль которых распространяются бегущие волны, взаимодействующие с движущимся в том же направлении электронным потоком.

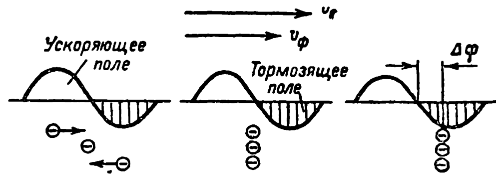



Рис. 12-98. Группировка потока бегущей волной.

Если усиливаемый сигнал создал бегущую волну, и электроны летят со скоростью, близкой, но несколько превышающей скорость распространения волны, то они будут длительное время находиться либо в ее тормозящем, либо в ускоряющем поле. В результате этого даже слабое поле создает интенсивную *скоростную модуляцию* потока и в нем, как в потоке клистрона, образуются сгустки и разрежения. Эти сгустки образуются около невозмущенного электрона, разделяющего тормозящее и ускоряющее поля (рис. 12-98). Опережая волну, они попадают в тормозящую полуволну и, пока не пройдут ее всю, будут отдавать свою энергию полю, в результате чего энергия, переносимая волной, возрастает. Приборы, использующие этот принцип усиления, получили название *ламп бегущей волны* (ЛБВ).

Смещение электронов относительно волны, вызванное разностью их скоростей, характеризуется *относительным углом пролета*

$$\Delta\varphi = \frac{\omega l}{v_e} - \frac{\omega l}{v_ф}, \qquad (12\text{-}119)$$

где $v_e$ — скорость электронов;
$v_ф$ — фазовая скорость волны.

Расчет активной $P_а$ и реактивной $P_р$ мощностей взаимодействия потока с волной [Л. 9] приводит к зависимостям, изображенным на рис. 12-99.

Для реализации описанной выше идеи необходимо, чтобы волны распространялись много медленнее, чем в открытом пространстве, т. е. электромагнитная система должна обладать замедляющими свойствами. В качестве таких *замедляющих систем* используют цепочки резонаторов, имеющих форму цилиндрических отверстий со щелями (рис. 12-100, *а*), прямоугольных щелей

(«гребенок», рис. 12-100, *б*), «двойных гребенок» или систем встречных стержней (рис. 12-100, *в*), коаксиальных или волноводных резонаторов, образованных диаф-

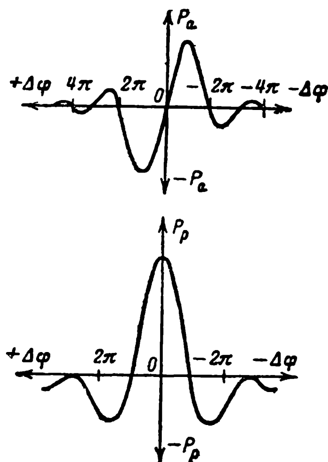



Рис. 12-99. Зависимость мощности активного и реактивного взаимодействия от относительного угла пролета.

рагмами в коаксиальных линиях или волноводах (рис. 12-100, *г* и *д*), и др.

Геометрическая структура этих систем такова, что напряженность поля, создаваемого бегущей волной, неодинакова и периодически повторяется вдоль их длины. По-

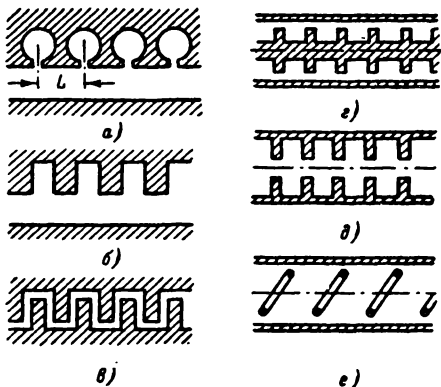



Рис. 12-100. Замедляющие системы.

добные системы принято называть *неоднородными*. Образующееся в них сложное поле можно представить как результат суперпозиций бесконечного множества волн, распространяющихся навстречу друг другу с разными фазовыми скоростями; их называют *пространственными гармониками:*

$$E(x,t)=\sum_{n=-\infty}^{+\infty} A_n e^{j\left[\omega t-\left(\beta_0+\frac{2\pi n}{L}\right)\cdot x\right]}, \qquad (12\text{-}120)$$

где $\beta_0=\omega/v_0$ — фазовая постоянная основной волны ($n=0$);
$L$ — пространственный период системы;
$n=1,2,3...$

Если пространственный период системы $L\to\infty$, то в ней распространяется одна основная волна. С таким случаем приходится встречаться в спиральных замедляющих системах (рис. 12-100, *е*), когда шаг спирали существенно меньше длины волны; такая линия образует *однородную* систему.

Ввиду того что на разных частотах резонаторы представляют для обтекающих их токов разное комплексное сопротивление, фазовая скорость распространения волн вдоль замедляющих систем должна изменяться с изменением частоты, следовательно, они представляют собой диспергирующие устройства, свойства которых описываются *дисперсионными характеристиками* — зависимостями вида $v_ф=f(\omega)$.

Каждая из пространственных гармоник имеет свою амплитуду и переносит в направлении своего распространения некоторую энергию. Весь же сигнал, состоящий из суммы гармоник, переносит энергию от входа системы к выходу; скорость его распространения называют *групповой скоростью*. Поэтому часть гармоник переносит энергию в направлении распространения результирующего сигнала, а часть — в обратном направлении. Первые называют *прямыми пространственными гармониками*, а вторые — *обратными*.

Эффективное взаимодействие потока с волной возможно только, если бóльшая часть электронов пролетает в пространстве, где существует интенсивное поле вдоль направления их движения. Для характеристики этого качества замедляющей системы вводят понятие о *сопротивлении связи*

$$R_c=\frac{E_{пр}E^*_{пр}}{2\beta_n P}, \qquad (12\text{-}121)$$

где $E_{пр}$ — комплексная амплитуда продольного поля в области пучка;
$P$ — мощность, проходящая через замедляющую систему.

Поскольку продольная составляющая поля пропорциональна поперечной, сопротивление связи пропорционально волновому сопротивлению системы.

Условие положительного энергетического взаимодействия пучка электронов с волной $v_ф\approx v_e$ (при $v_e>v_ф$) не зависит от того, является ли она прямой или обратной гармоникой. При взаимодействии с прямой волной энергия волны нарастает в направлении движения ее и потока (рис. 12-101, *а*), а при взаимодействии с обратной волной энергия волны нарастает в обратном направлении (рис. 12-101, *б*).

**Генератор на ЛБВ типа О.** Электронная пушка этого прибора обычно состоит из подогревного оксидного катода и двух анодов; на первый подается напряжение до

30% полного ускоряющего напряжения, действующего на втором аноде (рис. 12-102). Под полным ускоряющим напряжением находятся замедляющая система и коллектор, поэтому электроны в пространстве взаимодействия летят по инерции, испытывая лишь воздействие переменного поля волны. Возбуждение замедляющей системы и передача энергии в нагрузку осуществляются входным и выходным устройствами, состоящими из широкополосных вибраторов и волноводов с согласующими шлейфами. Поперечная фокусировка луча осуществляется продольным магнитным полем, создаваемым постоянным магнитом или соленоидом. В последнее время начали использоваться фокусирующие системы из периодических магнитных колец и электрических линз.

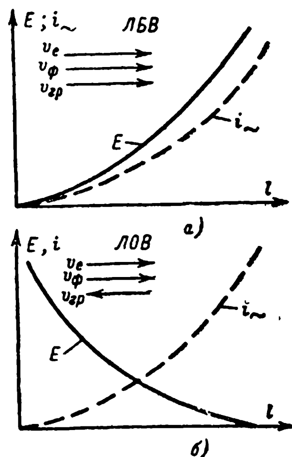



Рис. 12-101. Распределение амплитуд тока и поля волны в лампах бегущей и обратной волны.

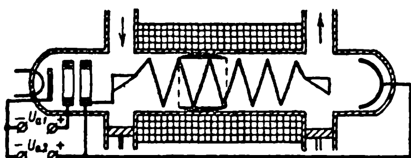


Рис. 12-102. Устройство лампы бегущей волны.

Бегущая волна всегда испытывает частичные отражения от неоднородностей замедляющей системы и от выхода вследствие неточного согласования с нагрузкой. Отражение части энергии создает обратную связь в лампе и может явиться причиной самовозбуждения усилителя. От этого избавляются путем установки *поглотителей*, которые ослабляют проходящую волну однократно, а отраженную — дважды. Поглотители представляют собой слой аквадага, наносимый на поверхность средней части замедляющей системы, или специальные вставки, связываемые с замедляющей системой. Данная мера позволяет довести устойчивое усиление в лампах бегущей волны до 25—50 *дб*.

Усиление ЛБВ пропорционально произведению параметра усиления

$$C=\sqrt[3]{\frac{W}{4\frac{U_0}{I_0}}} \qquad (12\text{-}122)$$

на число волн, укладывающихся вдоль замедляющей системы. Однако увеличение ее длины приводит к увеличению выходной мощности только до известного предела, что связано с: прекращением увеличения плотности сгустков за счет возрастания электростатического расталкивания и разгруппировывающего воздействия тормозящего поля волны, нарушением условий синхронизма из-за уменьшения скорости электронов, прохождением сгустками тормозящей полуволны и попаданием их в ускоряющее поле ($\Delta\varphi_0 > \pi$); увеличением потерь в замедляющей системе.

Достоинством ЛБВ — усилителей является малый уровень шумов при большой относительной полосе усиливаемых частот, достигающей 20—30%.

Принципиальным недостатком ЛБВ описанного типа является малое значение к. п. д., которое обычно лежит в пределах от 5 до 25%. Это связано с тем, что передача электронами энергии полю в данных устройствах происходит за счет потери ими части кинетической энергии. Уменьшение же скорости электронов не может быть значительным, так как иначе нарушится условие синхронизма: $v_e \approx v_ф$.

**Генераторы ЛБВ типа М.** Для получения высокого к. п. д. переходят к принципиально иному виду взаимодействия бегущих волн с потоками электронов, пролетающих в постоянном электрическом и ортогональном ему постоянном магнитном полях (рис. 12-103). Анализ показывает [Л. 10], что электроны, вылетевшие с поверхности минимального потенциала, двигаются по трохоидальным траекториям, описываемым точками мысленной окружности радиуса $r = 2\frac{m}{e}\frac{E}{H^2}$ (где $m$ и $e$ — масса и заряд электрона, а $E$ и $H$ — напряженности элект-

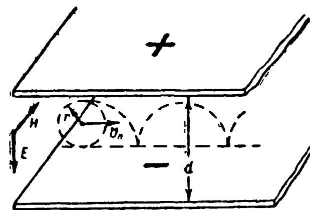



Рис. 12-103. Движение электрона в ортогональных электрическом и магнитном полях.

рического и магнитного полей), центр которой перемещается с так называемой *переносной скоростью* $v_п = E/H$ вдоль поверхности минимального электрического потенциала.

При определенном соотношении $E$ и $H$, называемом «критическим», $r=d$; если $H < H_{кр}$, электроны попадают на поверхность максимального потенциала; если $H > H_{кр}$ они не достигают ее.

Если вдоль замедляющей системы распространяется бегущая волна электрического поля со скоростью, равной переносной скорости потока, то происходит его группировка и осуществляется энергетическое взаимодействие (рис. 12-104). Электроны,

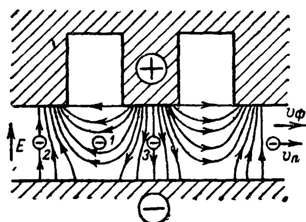



Рис. 12-104. Взаимодействие электронов с полем бегущей волны замедляющей системы.

пролетающие под щелью в зоне максимального тормозящего тангенциального поля *1*, отдают часть энергии волне и, теряя свою скорость, попадают в поле *2*, где радиальная составляющая поля резонатора складывается с постоянным электрическим полем и увеличивает переносную скорость электронов; обратное происходит в поле *3*. Таким образом, в отличие от приборов типа О здесь собирание потока в сгустки осуществляется радиальной составляющей поля волны в местах, где действует максимальное тормозящее тангенциальное поле. При этом средняя скорость движения электронов не изменяется и условие синхронизма не нарушается.

Вследствие того что в нижней части витков электроны ускоряются более слабым полем, чем тормозятся в верхней части, они теряют часть своей энергии и не могут вернуться к прежнему нижнему положению. Поэтому их движение можно представить группой витков уменьшающегося радиуса, заканчивающихся на поверхности максимального потенциала. С каждым витком происходит преобразование части потенциальной энергии электронов в энергию поля волны.

Электроны, попадающие в ускоряющее поле волны, увеличивают свою энергию, радиус их витков возрастает, и в первых же циклах они падают на поверхность минимального потенциала. Поскольку электроны, поглощающие энергию волны, быстро удаляются из пространства взаимодействия, а электроны, отдающие свою энергию, на протяжении многих витков взаимодействуют с волной, создается общий энергетический эффект усиления.

Поскольку преобразование энергии не нарушает условия синхронизма, электронный к. п. д. приборов типа М ничем принципиально не ограничен.

Теория и опыт показывают, что к. п. д. генераторов типа М

$$\eta = 1 - K\left(\frac{H}{H_{кр}}\right)^2, \qquad (12\text{-}123)$$

где $K = 1 \div 1{,}4$ в зависимости от типа траектории.

На рис. 12-105 изображено устройство генератора ЛБВ типа М. Электронная пушка *1* инжектирует в пространство взаимодействия электроны, которые под действием постоянного магнитного поля (направленного перпендикулярно плоскости чертежа) и постоянного электрического поля между холодным катодом *2* и полем встречно-стержневой замедляющей системы *3* пролетают по сложным петлеобразным траекториям, взаимодействуя с волной, распространяющейся вдоль замедляющей системы от входного устройства *4* к выходному устройству *5*. По потоку прибор является разомкнутой системой: отработанные электроны перехватываются коллектором *6*. В средней части замедляющей системы, как и у приборов типа О, располагается поглотитель *7*. Подобные приборы при коэффициенте перекрытия диапазона $k_f = 1{,}25$ обладают усилением 20—25 *дб*, электронным к. п. д. до 50% и мощностью до мегаватт в импульсе и нескольких киловатт в непрерывном режиме.

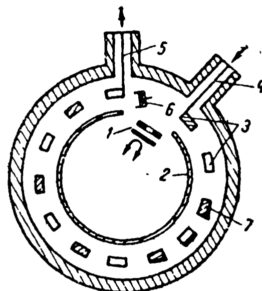



Рис. 12-105. Усилитель бегущей волны типа М.

Широкополосность электромагнитной системы и возможность удовлетворения условию синхронизма путем изменения ускоряющего напряжения определяют основную область использования ЛБВ в качестве широкополосных электронноперестраиваемых усилителей дециметровых и сантиметровых волн. Нижняя частотная граница определяется уменьшением электрической длины замедляющей системы и связанным с этим падением усиления, верхняя — конструктивно технологическими трудностями изготовле-

ния замедляющих систем необходимого размера.

ЛБВ можно использовать в качестве автогенераторов, если намеренно увеличить отражение от выхода для создания внутренней обратной связи или охватить систему линией внешней обратной связи. Однако, как показывает теория и опыт [Л. 9], таким генераторам свойственен узкий диапазон электронной перестройки. Поэтому в качестве автогенераторов основное распространение получили *лампы обратной волны* (ЛОВ), которые обладают более широким диапазоном электронной перестройки.

### Генераторы с ЛОВ

Принцип действия ЛОВ аналогичен ЛБВ, разница состоит лишь в том, что в ЛОВ используется взаимодействие с обратной волной. Кроме того, в ЛОВ скорость движения электронов имеет направление фазовой скорости пространственной гармоники, с которой осуществляется взаимодействие, а групповая скорость, характеризующая распространение суммарного сигнала, имеет обратное направление. Это создает в ЛОВ органическую обратную связь, и нет необходимости создавать ее каким-либо иным путем для получения самовозбуждения.

Физика взаимодействия потока с полем в ЛОВ такая же, как в ЛБВ; в конструкции же имеются отличия: для исключения возможности самовозбуждения на прямых гармониках у коллекторного конца устанавливают поглотитель. В качестве замедляющих систем в ЛОВ чаще всего используются двухзаходные спирали, гребенчатые линии и встречные стержни.

Фазовое условие самовозбуждения сводится к тому, чтобы $v_e = -v_{\text{гр}}$. Принципиально оно всегда может быть удовлетворено регулировкой ускоряющего напряжения, поэтому диапазон электронной перестройки практически чаще всего ограничивается рабочей полосой замедляющей системы, высокочастотного вывода или других конструктивных элементов. В настоящее время известны ЛОВ с коэффициентом электронной перестройки $k_f = 5$ и более.

Взаимодействие с обратными гармониками менее эффективно, чем с основной волной, поэтому электронный к. п. д. ЛОВ ниже, чем ЛБВ, и обычно измеряется несколькими процентами. Резкое повышение его, необходимое для использования приборов в передатчиках СВЧ, достигается переходом к приборам с взаимодействием типа М. Электронный к. п. д. ЛОВ типа М, конструкция которых аналогична конструкции ЛБВ типа М (рис. 12-106, *а*), удается повысить до 35—45% при $k_f = 1{,}5$ и средней мощности до 10 *квт*. Характеристика электронной перестройки обладает высокой линейностью (рис. 12-106, *б*) и крутизной изменения частоты до 1% на 1% изменения напряжения. Недостатком ЛОВ типа М является многочастотность: пунктирные линии на рис. 12-106, *б* соответствуют побочным колебаниям. Частично их удается устранить ограничением тока луча, используя то обстоятельство, что пусковой ток для колебаний высших типов в несколько раз превышает пусковой ток основного колебания. Дальнейшие успехи в устранении побочных колебаний позволят повысить к. п. д. ЛОВ типа М и расширить область их использования.

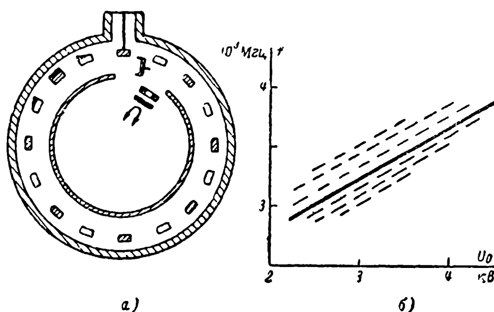



Рис. 12-106. Лампа обратной волны типа М.
*а* — устройство; *б* — характеристики электронной перестройки.

Недостатками описанных выше конструкций ЛОВ типа М являются сложность электронной пушки и ее относительно малая эмиссионная способность. Устранить эти недостатки можно, использовав центральный цилиндрический катод (рис. 12-107). В этом случае поток становится замкнутым; для волны же система остается разомкнутой благодаря согласованию замедляющей системы с нагрузкой и наличию поглотителя. Замкнутость потока создает дополнительную связь между скоростями движения потока и волны, благодаря чему частотная характеристика прибора становится разрывной. Приборы описанного выше типа получили название *карматронов*.

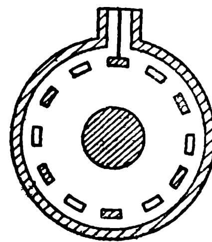


Рис. 12-107. Карматрон.

Идея использования ЛОВ типа М для усиления получила свое воплощение в *платинотронах* (рис. 12-108). Их замедляющая система обычно образуется двухпроводной линией, нагруженной нечетным числом резонаторов лопаточного типа. Поглотитель устраняется благодаря согласованию на входе и выходе. Усиливаемый сигнал производит на входе модуляцию потока по скорости, которая переходит затем в модуляцию его по плотности. Сгруппированный поток отдает свою энергию волне по схеме, общей для всех приборов типа М. Замкнутость потока требует, чтобы сгустки, обойдя

систему, встретили на входе ту же (или близкую) фазу поля, какая была там в предыдущем цикле. Поскольку скорость потока определяется отношением $E/H$, а скорость волны — дисперсионной характеристикой системы, условия для усиления существуют в ряде дискретных областей ее полосы прозрачности.

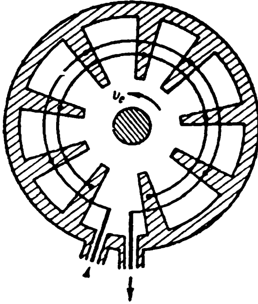



Рис. 12-108. Платинотрон.

Вследствие того что на вход поступают обошедшие систему сформированные сгустки, их дополнительное уплотнение весьма затруднено и требует достаточно большой мощности входного сигнала, поэтому работа прибора возможна, только начиная с некоторого порогового значения входного сигнала, и усиление по мощности не может быть большим; обычно оно не превышает 100, уменьшаясь до единицы с увеличением мощности входного сигнала.

Электронный к. п. д. платинотрона достигает в отдельных точках рабочего диапазона 80% при средних значениях 60—50% и рабочей полосе около 10%. Платинотроны в диапазоне дециметровых волн имеют выходную мощность до 10 *Мвт* и до 200—300 *квт* в импульсе на сантиметровых волнах.

Платинотрон может быть использован и в качестве автогенератора, для чего создают обратную связь путем отражения части энергии от нагрузки и короткого замыкания на входе. Если на входе вместо замыкающей перемычки включить объемный резонатор, то система приобретет высокую фиксирующую способность; такой автогенератор называется *стабилотроном* в отличие от усилительного платинотрона, называемого *амплитроном.*

### Магнетронные генераторы

Современный магнетронный генератор представляет собой ЛБВ типа М, замедляющая система которой, состоящая из цепочки резонаторов, свернута в кольцо (рис. 12-109); в центре помещен цилиндрический катод. Положительное энергетическое взаимодействие потока возможно с той пространственной гармоникой, фазовая скорость которой по величине и направлению равна средней переносной скорости потока. Замкнутость замедляющей системы накладывает дополнительное условие на суммарный фазовый набег волны, который при обходе замедляющей системы должен составлять целое число $2\pi$ *рад*. Вследствие этого в генераторе может возбудиться одно из $N/2+1$ колебаний, удовлетворяющих условию

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{n}{N}, \qquad (12\text{-}124)$$

где $\Delta\varphi$ — сдвиг фазы волны на одну ячейку системы;
$N$ — число резонаторов;
$n = 0, 1, 2, ..., N/2$.

Условие синхронизма связывает анодное напряжение с магнитным полем соотношением

$$U_a = \frac{\omega\pi}{n\,\Delta\varphi}\left(r_a^2 - r_к^2\right) H. \qquad (12\text{-}125)$$

Эта зависимость отражается диаграммой состояний, изображенной на рис. 12-110. Левая заштрихованная область соответствует

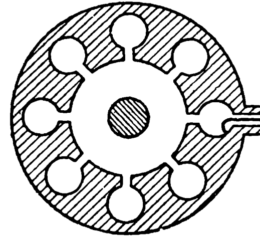


Рис. 12-109. Магнетрон.

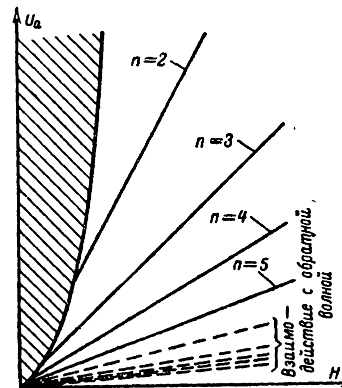



Рис. 12-110. Диаграмма состояний магнетрона.

докритическому режиму, когда все электроны попадают на анод. Пунктирные линии соответствуют возбуждению магнетрона на обратных пространственных гармониках.

При взаимодействии с основной волной, как правило, используют колебания с но-

мером $n=N/2$, когда набег фазы на одну ячейку равен $\pi$. Это обусловлено двумя причинами: 1) как видно из рис. 12-110, этот тип колебаний возникает при минимальном анодном напряжении; 2) колебания типа $\pi$ происходят на частоте, наиболее близкой к верхней границе полосы прозрачности замедляющей системы, где ее сопротивление связи максимально. Первое свойство важно

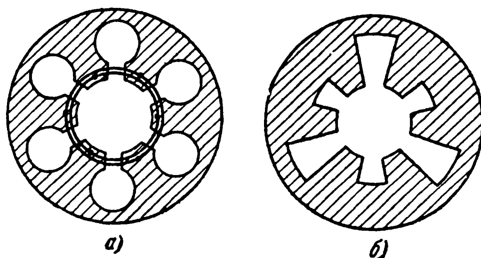


Рис. 12-111. Конструктивные меры, позволяющие увеличить частотное разделение колебаний различных типов.

*а* — магнетрон со связками; *б* — разнорезонаторный магнетрон.

не только с точки зрения снижения рабочего напряжения, но и особенно ценно при импульсной работе, поскольку оно облегчает устранение возбуждения колебаний нежелательных типов. Второе свойство определяет получение наибольшего электронного к. п. д.

Расчеты и опыт показывают, что разность пороговых напряжений для колебаний $\pi$-типа и ближайшего к нему типа очень невелика и уменьшается с ростом числа резонаторов. Так, у восьмирезонаторного магнетрона она составляет всего 1—2%, что сильно затрудняет подавление нежелательных колебаний. Увеличение разделения колебаний $\pi$ и ближайшего к нему типа достигается путем введения *связок* или использованием *разнорезонаторной системы* (рис. 12-111). Первый способ используется до волн 10—7 *см*; на более коротких волнах переходят на разнорезонаторную систему.

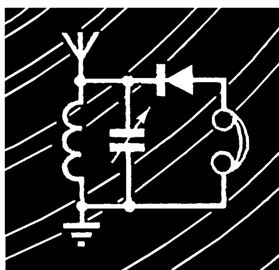
Магнетроны описанной выше конструкции работают практически на фиксированной частоте. В небольших пределах, измеряемых обычно десятыми долями процента, частота может изменяться путем изменений анодного напряжения или нагрузки. Бóльшие пределы изменений частоты (до 10—15%) достигаются в магнетронах специальной конструкции, у которых механически изменяются параметры резонаторов или емкости связок [Л. 11]. Электронная перестройка в пределах до 0,5% может быть получена в особых магнетронах путем введения управляемых электронных потоков в полости резонаторов системы или связанного с ней внешнего резонатора [Л. 1, 2].

В настоящее время магнетроны используются на волнах от 30 *см* до 3—7 *мм*. В длинноволновом участке диапазона мощность в импульсе достигает 10—30 *Мвт* и уменьшается до 100—200 *квт* в его коротковолновой части; соответственно к. п. д. уменьшается от 50—60 до нескольких процентов.

В настоящее время производятся попытки создания электронноперестраиваемых магнетронов [Л. 12], однако их мощность и к. п. д. пока еще невысоки.

## Литература

1. Евтяков С. И., Радиопередающие устройства. Связьиздат, 1950.
2. Агафонов Б. С., Теория и расчет радиотелеграфных режимов генераторных ламп, изд-во «Советское радио», 1954.
3. Аршинов С. С., Расчет ламповых генераторов, Госэнергоиздат, 1953.
4. Бесчастнов Н. С. и Сосунов В. Н., Радиопередающие устройства, ВКАС, 1941.
5. Линде Д. П., Элементы расчета ламповых генераторов СВЧ, Госэнергоиздат, 1959.
6. Линде Д. П., Расчет ламповых генераторов сложной схемы на оптимальное использование по мощности рассеяния на аноде, «Радиотехника», 1960, № 4.
7. Дробов С. А., Радиопередающие устройства, Воениздат, 1951.
8. Аршинов С. С., Теория и расчет диапазонной термокомпенсации контура, «Радиотехника», 1948, № 2.
9. Шевчик В. Н., Основы электроники СВЧ, изд-во «Советское радио», 1959.
10. Ицхоки Я. С., Нелинейная радиотехника, изд-во «Советское радио», 1954.
11. Бычков С. И., Магнетронные передатчики, Воениздат, 1955.
12. Генераторы СВЧ со скрещенными полями, Изд-во иностранной литературы, 1962.



# РАЗДЕЛ 13

# РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА



СОДЕРЖАНИЕ

## 13-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

### Классификация и назначение

Радиоприемное устройство предназначено для улавливания, преобразования, усиления радиосигналов и извлечения из них полезной информации.

В зависимости от назначения приемники делятся на две основные группы: профессиональные (для связи, радиолокации и т. д.) и радиовещательные (в том числе и телевизионные).

По виду принимаемого сигнала различают приемники непрерывных сигналов и приемники импульсных сигналов, по виду модуляции — приемники амплитудно-модулированных сигналов (АМ), частотно-модулированных сигналов (ЧМ), сигналов с амплитудно-импульсной модуляцией (АИМ) и т. д.

В зависимости от частотного диапазона приемники бывают умеренно высоких частот — до 30 *Мгц* (на длинные, средние и короткие волны до 10 *м*) и сверхвысоких частот (СВЧ) — выше 30 *Мгц*. В диапазоне СВЧ приемники бывают метровых волн $\lambda = 1 \div 10$ *м* (300—30 *Мгц*), дециметровых, $\lambda = 0,1 \div 1$ *м* (3 000—300 *Мгц*), сантиметровых, $\lambda = 1 \div 10$ *см* (30 000—3 000 *Мгц*), миллиметровых, $\lambda < 1$ *см* (более 30 000 *Мгц*).

Приемники также классифицируются по роду работы (телеграфные, телефонные, телевизионные и т. п.), по месту установки (стационарные, автомобильные, самолетные, корабельные и т. п.) и по ряду других признаков.

Радиоприемное устройство состоит из следующих частей (рис. 13-1): антенно-фидерного устройства, приемника и оконечного прибора. Антенно-фидерное устройство улавливает радиосигналы и передает их к входу приемника. Приемник выделяет из всех принятых антенной радиосигналов необходимый, усиливает его, преобразует в низкочастотный сигнал и передает его на оконечный прибор (телефоны, громкоговоритель, электроннолучевая трубка и др.), который извлекает из него и воспроизводит полезную информацию.

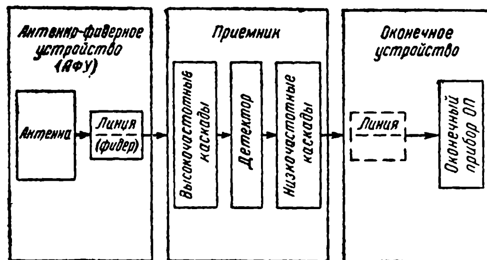



Рис. 13-1. Структурная схема радиоприемного устройства.

В некоторых случаях антенна или оконечный прибор могут быть общими для нескольких приемников. В системе многоканальной радиосвязи один приемник работает на несколько оконечных приборов.

### Основные функции

*Детектирование* — преобразование модулированного напряжения высокой частоты в напряжение звуковой или видеочастоты (демодуляция сигнала), причем воспроизводится форма модулирующего сигнала. По виду детектируемых сигналов детекторы разделяются на амплитудные, импульсные, частотные, фазовые.

При детектировании амплитудно-модулированных сигналов на выходе детектора воспроизводится огибающая кривая высокочастотного колебания (рис. 13-2, *а*); при детектировании импульсных и частотно-модулированных сигналов, соответственно воспроизводится огибающая кривая высокочастотных импульсов (рис. 13-2, *б*) и низкочастотное колебание, повторяющее закон изменения частоты радиосигнала (рис. 13-2, *в*).

*Усиление*. Усиливать сигнал можно до детектора — усиление высокой частоты и после детектора — усиление низкой частоты. Усиление до детектора осуществляется усилителем высокой частоты на электронных лампах, транзисторах, туннельных диодах, а также параметрическими и молекулярными усилителями и усилителями на лампах бегущей волны. Усиление после детектора осуществляется преимущественно на лампах и транзисторах усилителями низкой частоты, которые подробно рассматривались в 1 томе (разд. 9, 10).

Основное усиление в приемнике происходит в усилителе высокой частоты, который осуществляет также частотную фильтрацию сигнала до детектора.

*Селекция* — выделение полезного сигнала из помех (принятых антенной и создаваемых

внутренними шумами). Способность приемника осуществлять селекцию называют **избирательностью**.

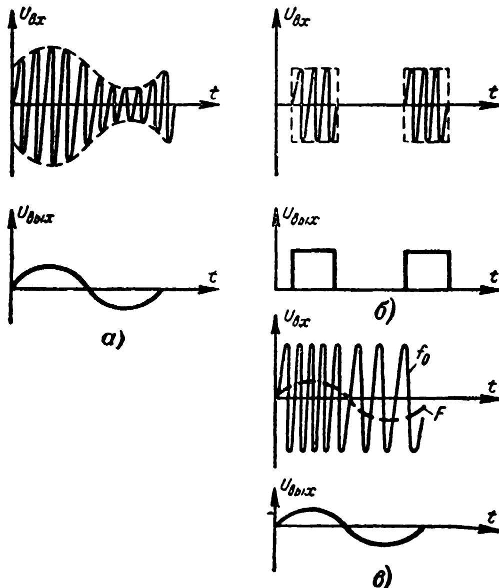



Рис. 13-2. Процессы при детектировании.

*а* — амплитудно-модулированного сигнала; *б* — импульсного сигнала; *в* — частотно-модулированного сигнала.

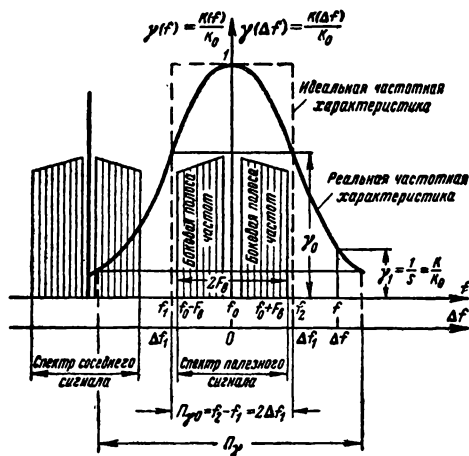



Рис. 13-3. Частотная характеристика высокочастотных каскадов приемника.

Для осуществления избирательности (селекции) используются заранее известные — априорные различия между сигналом и помехой по частоте, амплитуде, фазе, длительности, направлению прихода и поляризации радиоволны. Частотный спектр сигнала в большинстве случаев значительно отличается от спектра помехи, поэтому наиболее широко применяется частотная избирательность (фильтрация) с помощью резонансных контуров в высокочастотных каскадах. Другие виды избирательности применяются реже.

Наибольшее значение имеет избирательность до детектора. Детектор содержит нелинейный элемент, и вследствие взаимодействия сигнала и помехи в нем происходят искажение и подавление полезного сигнала сильной помехой, не поддающиеся корректировке.

*Амплитудно-частотная характеристика высокочастотного тракта.* Избирательность по высокой частоте определяется формой **амплитудно-частотной характеристики** (резонансной кривой) высокочастотных каскадов (рис. 13-3). Для высокочастотных каскадов амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в нормированной форме задается уравнением вида

$$\gamma(f)=\frac{K(f)}{K_0}=\gamma(\Delta f)=\frac{K(\Delta f)}{K_0}, \quad (13\text{-}1)$$

где $K(f)=U_{вх.д}/E_А$ — коэффициент усиления тракта высокой частоты на произвольной частоте $f$ (отношение напряжения на входе детектора к э. д. с. антенны);

$K_0$ — коэффициент усиления тракта высокой частоты на резонансной частоте $f_0$;

$\Delta f=f-f_0$ — расстройка по частоте $f_0$.

Полоса пропускания приемника по высокой частоте равна:

$$П_{\gamma_0}=f_2-f_1=2\Delta f_1,$$

где $f_1$ и $f_2$ — частоты, соответствующие $\gamma_0$. Коэффициент $\gamma_0$ (уровень отсчета) характеризует допустимую неравномерность усиления в пределах полосы пропускания. Для удобства расчета и сравнения различных приемников берут стандартное значение $\gamma_0=1/\sqrt{2}=0{,}707\approx0{,}7$ (—3 *дб*). Полоса пропускания для стандартного уровня обозначается $П_{0,7}=П$, а для других уровней, например на уровне $\gamma_0=0{,}5$ обозначается $П_{0,5}$.

Избирательность по высокой частоте (относительное ослабление) показывает, во сколько раз уменьшается коэффициент усиления высокочастотных каскадов на частоте $f$ относительно резонансного коэффициента усиления (рис. 13-3),

$$S=\frac{1}{\gamma_1}=\frac{K_0}{K_1}. \quad (13\text{-}2)$$

Оптимальные формы частотной характеристики и ширина полосы пропускания зависят от полосы частот спектра сигнала $П_с$, формы его спектральной функции вида и уровня помех, а также от критерия оптимальности.

Так при амплитудной модуляции

$$П_с = 2F_в, \qquad (13\text{-}3)$$

где $F_в$ — высшая частота модуляции.

Чтобы при малом уровне помех пропустить без искажений спектр сигнала, оптимальная форма частотной характеристики должна быть прямоугольной и $П = П_с$, т. е. коэффициент усиления в полосе пропускания должен быть постоянным, а за границами полосы пропускания он равен нулю. При увеличении уровня помех можно сузить полосу пропускания, что уменьшит искажения сигнала помехами, но зато увеличит частотные искажения сигнала. Поэтому в радиовещательных и связных приемниках полосу пропускания делают регулируемой, например в радиовещательных приемниках АМ — в пределах от 7 до 13 *кгц*.

Реальная частотная характеристика отличается от идеальной прямоугольной (рис. 13-3). Количественная оценка формы частотной характеристики в смысле приближения ее к идеальной прямоугольной характеризуется коэффициентом прямоугольности

$$K_{п\gamma} = \frac{П_\gamma}{П} > 1.$$

Идеальная частотная характеристика имеет $П = П_\gamma$ и $K_{п\gamma} = 1$; у реальных приемников $K_{п\gamma} > 1$. Чем ближе $K_{п\gamma}$ к единице, тем лучше избирательность. Обычно $K_{п\gamma}$ вычисляется для уровней $\gamma = 0{,}1$; 0,01 и 0,001. Высококачественные приемники имеют $K_{п\gamma} = 1{,}5 \div 3$.

Полоса пропускания связных телефонных АМ приемников $П \approx 6$ *кгц*, у телеграфных $П < 1$ *кгц*. Полоса пропускания радиовещательных ЧМ приемников $П \approx 250$ *кгц*.

В приемниках без автоматической подстройки частоты (или без начального поиска настройки на частоту сигнала) приходится увеличивать полосу пропускания на величину уходов частот передатчика и приемника, для того чтобы спектр частот сигнала находился в полосе пропускания приемника.

Полосу пропускания для импульсных сигналов выбирают

$$П = \frac{1 \div 2}{\tau}, \qquad (13\text{-}4)$$

где $\tau$ — длительность импульса. Такая частотная характеристика пропускает главную часть энергетического спектра сигнала и обеспечивает близкое к максимальному отношение энергии сигнала к энергии шума на выходе.

*Реальная избирательность* приемника характеризуется избирательностью высокочастотных каскадов, нелинейными эффектами в них и взаимодействием в детекторе сигнала с помехой и определяется экспериментально.

В ЧМ приемниках, помимо частотной избирательности, применяется также амплитудная избирательность, которая осуществляется применением амплитудных ограничителей.

Во многих радиовещательных и профессиональных приемниках применяется пространственная избирательность, осуществляемая направленными магнитными антеннами или специальными антеннами. В профессиональных приемниках иногда применяется временна́я избирательность (стробирование). На время отсутствия сигналов на высокочастотные каскады приемника подается стробирующий импульс, который запирает эти каскады и приемник не работает. В моменты прихода сигналов на высокочастотные каскады стробирующий импульс не подается и приемник отпирается.

## Структурные схемы приемников

**Приемники прямого усиления.** Простейшим из этой группы является детекторный приемник (рис. 13-4). Входная цепь выделяет желаемый сигнал из всей суммы сигналов и помех, принятых антенной, и передает его на вход детектора.

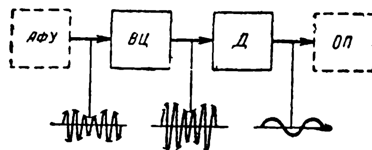



Рис. 13-4. Структурная схема детекторного приемника.

Продетектированный сигнал подается на оконечный прибор или, если есть усилитель низкой частоты, через него на оконечный прибор (телефонные наушники). Для повышения чувствительности и избирательности требуется правильно выбрать связь детекторной цепи с антенной.

Детекторные приемники имеют низкую чувствительность и плохую избирательность и применяются редко.

*Приемник с УРЧ и УНЧ.* В схеме приемника на лампах или транзисторах с усилением до и после детектора (рис. 13-5)

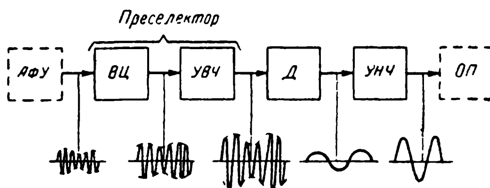



Рис. 13-5. Структурная схема приемника прямого усиления.

сигнал, принятый антенной, усиливается и проходит через все высокочастотные каскады вплоть до детектора без изменения несущей частоты. Поэтому такой приемник называется приемником прямого усиления.

Избирательные свойства приемника сосредоточены во входной цепи и УРЧ, которые принято называть преселектором.

Контуры входной цепи и каждого каскада УРЧ надо настраивать на частоту принимаемого сигнала. Это осуществляется блоком конденсаторов переменной емкости.

При перестройке приемника от низких к высоким частотам диапазона происходит ухудшение избирательности, расширение полосы пропускания и уменьшение коэффициента усиления УРЧ из-за уменьшения резонансного сопротивления контура. Эти недостатки весьма существенны, поэтому в настоящее время приемники прямого усиления почти не применяются.

**Приемник по супергетеродинной схеме** (рис. 13-6) отличается от приемника пря-

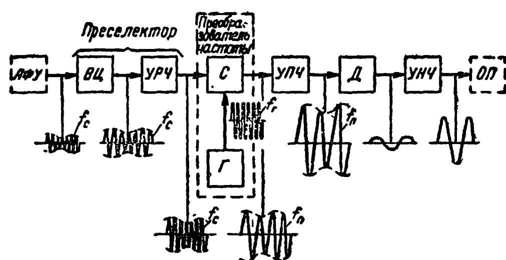



Рис. 13-6. Структурная схема супергетеродинного приемника.

мого усиления тем, что между УРЧ и детектором имеются два новых элемента: преобразователь частоты (состоящий из смесителя с гетеродином) и усилитель промежуточной частоты (УПЧ).

Действие преселектора, детектора и УНЧ в супергетеродинном приемнике аналогично действию их в приемнике прямого усиления. Назначение преобразователя состоит в том, чтобы благодаря гетеродину (маломощный автогенератор) переносить спектр сигнала без изменения на новую несущую частоту $f_п$, называемую промежуточной. В большинстве случаев $f_п = |f_с - f_г|$, где $f_с$ и $f_г$ — частоты сигнала и гетеродина. При любом подлежащем приему сигнале с частотой $f_с$ частоту гетеродина $f_г$ выбирают так, чтобы промежуточная частота $f_п$ получалась постоянной и такой, на которую настроен УПЧ данного приемника.

Постоянство промежуточной частоты позволяет применить сложные резонансные системы в каскадах УПЧ и получить близкую к оптимальной форме частотную характеристику.

Нестабильность частоты гетеродина вызывает нестабильность промежуточной частоты, причем уходы частот гетеродина и промежуточной равны $\Delta f_п = \Delta f_г$.

Нестабильность частоты $f_г$ приводит к выходу спектра сигнала из полосы пропускания приемника. Поэтому к стабильности частоты гетеродина предъявляют высокие требования ($\Delta f_г < П/2$). Важна также стабильность настройки УПЧ, которая определяет резонансную частоту $f_п$.

Специфической особенностью супергетеродинного приемника является наличие *паразитных каналов приема* и *комбинационных свистов*. Зеркальный (симметричный) канал приема получается из-за того, что процесс преобразования частоты происходит с одинаковой эффективностью как для принимаемого сигнала $f_с$, так и для зеркального сигнала $f_з = f_с + 2f_п$, расположенных симметрично относительно частоты гетеродина (рис. 13-7). Сигнал с частотой $f_с$ является полезным, а сигнал с частотой $f_з$ может быть создан на входе приемника мешающей станцией. Если $f_г < f_с$, то $f_з = f_с - 2f_п$.

Канал прямого прохождения (прохождение по промежуточной частоте) соответствует частоте помехи, равной промежуточной частоте, $f_{пом} = f_п$. В этом случае супергетеродинный приемник работает как приемник прямого усиления.

Избирательность по зеркальному каналу и каналу прямого прохождения определяются частотной характеристикой преселектора (входной цепи и УРЧ), причем избирательность повышается с повышением $f_п$ (рис. 13-7). Для повышения избирательности по каналу прямого прохождения на вход приемника включают заградительный фильтр, настроенный на промежуточную частоту.

Каналы комбинационного приема образуются вследствие возникновения на выходе преобразователя частоты колебаний комбинационных частот от действия гетеродина и помех

$$f_п = |nf_г \pm mf_{пом}|, \text{ где } n = 0, 1, 2, 3, \ldots, \; m = 0, 1, 2, 3 \ldots,$$

которые могут попадать в полосу пропускания УПЧ и проходить к детектору. Комбинационные частоты могут быть ослаблены выбором режима преобразователя частоты (уменьшение амплитуд гармоник гетеродина и помехи). Избирательность по каналам комбинационного приема определяется частотной характеристикой преселектора.

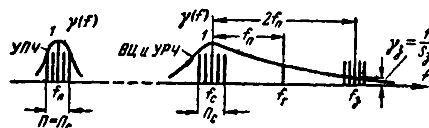



Рис. 13-7. График расположения зеркального канала приема.

Комбинационные свисты получаются вследствие гармоник сигнала и гетеродина, которые создают комбинационную частоту $f_{mn}$, близкую к промежуточной, $f_{mn} = |nf_г \pm mf_с| \approx f_п$. Они возникают только на определенных частотах диапазона при-

емника. Для уменьшения интенсивности комбинационных свистов необходимо правильно выбрать режим преобразователя частоты. В отличие от приемника прямого усиления, имеющего один канал приема, супергетеродинный приемник имеет много каналов приема, из-за наличия преобразования частоты.

Основное усиление приемника и избирательность по соседнему частотному каналу осуществляются в УПЧ. Его коэффициент усиления, избирательность по соседнему каналу и полоса пропускания не зависят от частоты принимаемого сигнала из-за того, что УПЧ имеет фиксированную промежуточную частоту и его полоса пропускания меньше полосы пропускания преселектора. Чем выше промежуточная частота, тем лучше избирательность по зеркальному каналу, но тем сложнее осуществить высокую избирательность в УПЧ по соседнему частотному каналу. Избирательность преселектора по зеркальному каналу ухудшается с повышением частоты сигнала $f_c$ из-за расширения полосы пропускания преселектора.

Для сочетания преимуществ высокой и низкой промежуточных частот применяют в приемнике двойное преобразование частоты. В приемнике с двойным преобразованием частоты имеются два преобразователя частоты и два усилителя промежуточной частоты. Первая промежуточная частота выбирается во много раз выше второй промежуточной частоты [Л. 20]. Приемники с двойным преобразованием частоты применяются редко из-за большого количества паразитных каналов приема, свистов и сложности схемы.

В супергетеродинных приемниках УРЧ может отсутствовать. При этом ухудшаются избирательность по зеркальному каналу и чувствительность приемника.

Достоинства супергетеродинных приемников состоят в малом изменении избирательности и полосы пропускания по диапазону принимаемых частот, высокой чувствительности и избирательности при заданной полосе пропускания. К недостаткам следует отнести наличие паразитных каналов приема и возможность появления свистов.

Недостатки супергетеродинного приемника можно значительно ослабить. Поэтому все современные приемники выполняются по супергетеродинной схеме, имеющей явное преимущество перед схемой прямого усиления.

Приемники, входящие в радиолокационные станции с общей для передатчика и приемника антенной, имеют антенный переключатель, который производит автоматическое переключение антенны с передачи на прием и обратно и этим исключает проникновение мощных зондирующих импульсов на вход приемника (рис. 13-8).

При передаче зондирующего радиоимпульса разрядники передатчика (РП) и защиты приемника (РЗП) пробиваются и сопротивления между их электродами получаются малыми. При этом входные сопротивления линий между точками *а—а'* и *б—б'* становятся весьма большими и почти вся мощность зондирующего радиоимпульса передается в антенну. Малое сопротивление РЗП защищает вход приемника от проникновения мощности зондирующего радиоимпульса. После окончания передачи зондирующего радиоимпульса оба разрядника гаснут и сопротивление между их

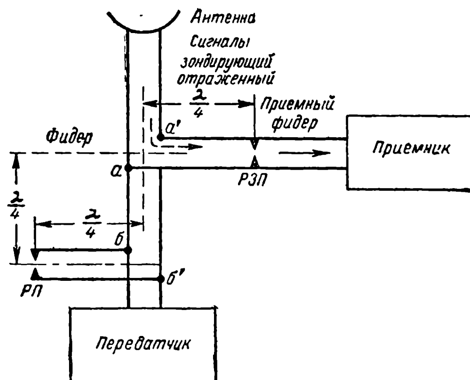



Рис 13-8. Параллельное подключение приемного фидера с РЗП и РП к главному фидеру.

электродами резко возрастает и также возрастает входное сопротивление линии передатчика между точками *а—а'*. Отраженный сигнал при этом не теряется в цепи передатчика и поступает на вход приемника.

Для удешевления приемника при некотором снижении его показателей схема может быть упрощена путем двухкратного использования лампы или транзистора — в каскаде УПЧ и в каскаде УНЧ. Такая схема называется р е ф л е к с н о й. Применяются также ненастраиваемые полосовые входные цепи, пропускающие весь диапазон, но фильтрующие зеркальные частоты [Л. 21].

Перечисленные упрощения супергетеродинной схемы применяются только при создании простых массовых приемников, отвечающих жестким требованиям к стоимости, потребляемой мощности, габаритам и весу.

## Элементы настройки и регулировки в приемниках

Для приема радиостанций приемник необходимо настраивать на частоту сигнала. Кроме того, надо подбирать и устанавливать желательные громкость и тембр звучания, амплитуду отметок на выходном индикаторе и т. п. Различные элементы настройки и регулировки приемника осуществляются вручную и автоматически и часто дополняют друг друга.

*Настройка на заданную частоту.* Для удобства настройки и сохранения заданных

параметров в пределах диапазона последний делят на поддиапазоны, каждый из которых характеризуется коэффициентом перекрытия поддиапазона (коэффициентом поддиапазона):

$$K_{пд} = 1{,}05 \frac{f_{макс}}{f_{мин}}, \qquad (13\text{-}5)$$

$f_{макс}, f_{мин}$ — крайние частоты поддиапазона;

1,05 — множитель для устранения провалов между соседними поддиапазонами.

Для профессиональных приемников $K_{пд}$ выбирается из условия требуемой плотности настройки на шкале, а для приемников СВЧ ограничивается возможностями резонансных систем.

В радиовещательных приемниках на длинных и средних волнах $K_{пд} \approx 3$. На коротких волнах для облегчения настройки на станции применяются растянутые на всю шкалу узкие поддиапазоны ($K_{пд} < 1{,}1$) и полурастянутые ($K_{пд} < 2$).

Смена поддиапазонов в приемниках осуществляется переключением катушек индуктивности, а настройка в пределах поддиапазона — блоком конденсаторов переменной емкости. Для получения плавной настройки приемника применяется замедляющий механизм — верньер.

Все современные приемники имеют одноручечную настройку (конденсаторы контуров настройки объединены в один блок), для чего на заводе осуществляется сопряжение настройки контуров сигнала и гетеродина. Сопряжение настроек контуров необходимо для того, чтобы получить на всех поддиапазонах $f_п = f_г - f_с$. Для этого в контур гетеродина включаются (параллельно и последовательно конденсатору настройки) добавочные конденсаторы. Сопряжение получается точным только в трех точках поддиапазона, а в остальных участках ошибка остается в допустимых пределах. При растянутой настройке для уменьшения коэффициента поддиапазона добавочные конденсаторы включаются как в контур гетеродина, так и в контуры сигнала (подробности см. § 13-7).

*Ручная регулировка усиления* осуществляется изменением напряжения смещения на управляющих сетках одной или двух ламп предпоследних каскадов УПЧ.

*Ручная регулировка полосы пропускания* применяется для регулируемой избирательности приемника. Она производится изменением связи между контурами полосовых фильтров промежуточной частоты.

*Автоматическая настройка* приемников осуществляет настройку приемника на заранее выбранные частоты путем нажатия кнопки и избавляет оператора от поиска радиостанции. Обычно она осуществляется с помощью электромеханического устройства, вращающего ось блока конденсаторов на нужный угол, соответствующий выбранной частоте настройки приемника. Количество выбранных фиксированных частот настройки соответствует числу кнопок. Автоматическая подстройка частоты по принимаемому сигналу состоит в такой регулировке частоты гетеродина, при которой промежуточная частота соответствует нормальному приему. Автоматическая подстройка частоты по местному опорному гетеродину улучшает стабильность частоты гетеродина, но улучшает прием только при стабильной частоте передатчика.

*Автоматическая регулировка усиления* обеспечивает небольшое изменение выходного напряжения приемника при изменении входного напряжения несущей частоты сигнала в больших пределах.

*Быстродействующая автоматическая регулировка усиления* применяется в локационных приемниках для борьбы с помехами большой длительности и амплитуды (сигналы, отраженные от местных предметов).

*Временная автоматическая регулировка усиления* применяется в локационных приемниках для получения на экране индикатора равнояркостного изображения разноудаленных одинаково отражающих целей. Усиление приемника автоматически возрастает к концу каждого интервала между зондирующими импульсами, а затем снова уменьшается и т. д. Изменение усиления в течение каждого периода посылок и позволяет уравнять амплитуды сигналов, отраженных от близких и дальних целей.

*Автоматическая регулировка уровня шума* применяется для поддержания определенного уровня собственных шумов приемника, что необходимо для действия пороговых устройств обнаружения сигнала.

## 13-2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПРИЕМНИКОВ И СПОСОБЫ ИХ ИЗМЕРЕНИЙ

### Чувствительность

Реальной чувствительностью приемников умеренно высоких частот называется минимальная величина э. д. с. $E_А$ сигнала в антенне (а при магнитных антеннах — напряженность поля у антенны), при которой достигается заданная вероятность обнаружения и ложной тревоги. Эта вероятность соответствует определенному отношению мощности сигнала к мощности шума на входе

$$\gamma_ш = \frac{P_с}{P_ш}, \qquad (13\text{-}6)$$

называемому коэффициентом различимости сигнала на фоне шума по мощности. Ему соответствует отношение напряжений:

$$D_ш = \frac{U_с}{U_ш} = \sqrt{\gamma_ш}. \qquad (13\text{-}7)$$

Часто реальную чувствительность называют просто чувствительностью. Для приемников СВЧ чувствительность удобней характеризовать не величиной э. д. с. сигнала в антенне $E_А$, а величиной располагаемой (номинальной) мощности сигнала на входе приемника

$$P_{с.вх} = E_А^2 / 4R_А,$$

где $R_А$ — сопротивление антенны.

Располагаемой или номинальной называется максимальная мощность, которая может быть получена от источника при согласовании с нагрузкой. Чем меньше $E_А$ или $P_{с.вх}$, тем выше чувствительность приемника. На длинных, средних и коротких волнах

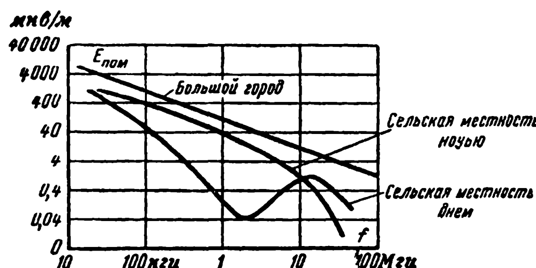



Рис. 13-9. Ориентировочное значение напряженности поля помех для шумовой полосы в 1 *кгц* от частоты.

уровень напряженности поля помех атмосферного и промышленного происхождения убывает с повышением частоты. Ориентировочные значения напряженности поля помех для шумовой полосы в 1 *кгц* в зависимости от частоты приведены на рис. 13-9. На СВЧ шумы антенны обусловлены космическим и атмосферным излучениями, и их уровень зависит от направления антенны на разные участки галактики, угла места и частоты

$$E_{ш.А}^2 = 4kT_А R_А П_ш, \qquad (13\text{-}8)$$

где $k \approx 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ *дж/град* — постоянная Больцмана; $T_А$ — эквивалентная шумовая абсолютная температура антенны в градусах Кельвина; $П_ш = 1{,}2П$ — шумовая полоса пропускания.

Для удобства расчетов вводят относительную шумовую температуру антенны

$$t_А = \frac{T_А}{T_0}, \qquad (13\text{-}9)$$

где $T_0 = 293 \approx 300°$ К — комнатная (стандартная) температура.

С учетом $t_А$

$$E_{ш.А}^2 = 4kT_0 R_А П_ш t_А. \qquad (13\text{-}10)$$

Располагаемая (номинальная) мощность шума антенны

$$P_{ш.А} = kT_0 П_ш t_А. \qquad (13\text{-}11)$$

На рис. 13-10 приведена зависимость космической и атмосферной составляющих $T_А$ и $t_А$ от частоты, направления антенны и

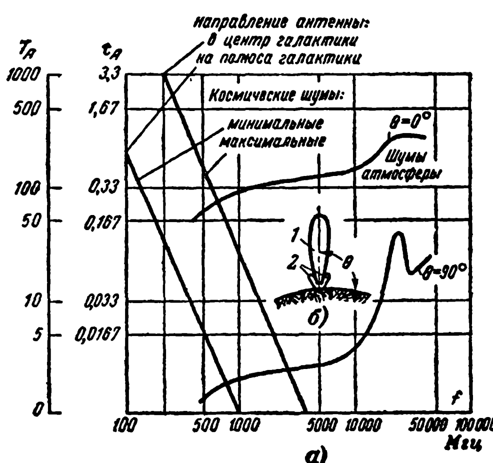



Рис. 13-10. Зависимость шумовой температуры и относительной шумовой температуры антенны без потерь от частоты и ее ориентации в пространстве (*а*); характеристика направленности антенны (*б*).

*1* — главный луч; *2* — лепестки; θ — угол места.

угла места. При направлении антенны на солнце и равенстве ширины главного луча антенны угловым размерам солнца $T_А = 6\,000°$ К и $t_А = 20$. В наиболее благоприятных случаях величина $t_А$ снижается до $0{,}1 \div 0{,}03$.

Для эквивалента антенны, находящегося при комнатной температуре,

$$E_{ш.э.А}^2 = 4kT_0 R_А П_ш; \qquad (13\text{-}12)$$

$$P_{ш.э.А} = kT_0 П_ш. \qquad (13\text{-}13)$$

Требуемые величины коэффициентов различимости $\gamma_ш$ и $D_ш$ зависят от свойства детектора, оконечного аппарата и оператора. Поэтому для оценки и сравнения собственно приемников используется предельная чувствительность (пороговая

чувствительность), которая соответствует реальной чувствительности при $\gamma_ш = 1$. Реальная и пороговая чувствительности связаны соотношением

$$P_{с.реаль} = P_{с.пор}\,\gamma_ш. \qquad (13\text{-}14)$$

Поскольку внешние помехи (атмосферные, промышленные и шумы антенн) не имеют определенного уровня, при определении чувствительности приемников обычно учитываются только внутренние шумы.

Измерение реальной чувствительности затруднительно из-за необходимости статистической обработки множества опытов для определения вероятности обнаружения и вероятности ложной тревоги. Часто определяют условную реальную чувствительность при заданных величинах $\gamma_ш$ и выходной мощности $P_{с.вых}$.

Выходная мощность и напряжение приемника зависят от коэффициента модуляции. Определение чувствительности приемников амплитудно-модулированного сигнала производится для стандартного коэффициента модуляции $m = 0{,}3$ при определенной частоте модуляции $F = 400$ *гц* или $F = 1\,000$ *гц* и нормальной выходной мощности $P_{вых}$.

Чувствительность приемников умеренно высоких частот амплитудно-модулированных сигналов при полосе пропускания менее 10 *кгц* $E_А = 1 \div 1\,000$ *мкв*, а с магнитной антенной $E = 1 \div 3$ *мв/м*. Чувствительность приемников СВЧ импульсных сигналов при полосе пропускания 1—10 *Мгц* и $\gamma_ш = 1 \div 3$ $P_{с.вх} = 10^{-12} \div 10^{-14}$ *вт*. Она связана с коэффициентом шума $N_ш$, который показывает, во сколько раз полная мощность шума на входе детектора превышает мощность шума, вызванную только шумом эквивалента антенны при комнатной температуре,

$$N = \frac{P_{ш.А.д} + P_{ш.д}}{P_{ш.А.д}} = 1 + \frac{P_{ш.д}}{P_{ш.А.д}}, \qquad (13\text{-}15)$$

где $P_{ш.А.д}$ и $P_{ш.д}$ — стандартная мощность шумов эквивалента антенны и мощность внутренних шумов на входе детектора. Реальная чувствительность определяется коэффициентом шума приемника и коэффициентом различимости

$$P_{с.реаль} = kT_0\,П_ш\,(N + t_а - 1)\,\gamma_ш, \qquad (13\text{-}16а)$$

для эквивалента антенны $t_А \approx 1$ и

$$P_{с\ реаль} = kT_0\,П_ш\,N_ш\,\gamma_ш. \qquad (13\text{-}16б)$$

Иногда на СВЧ шумовые свойства собственно приемника оцениваются эффективной шумовой температурой, которая связана с его коэффициентом шума следующим соотношением:

$$T_{пр} = T_0\,(N - 1). \qquad (13\text{-}17)$$

Шумовая температура всего радиоприемного устройства складывается из шумовой температуры антенны и шумовой температуры приемника

$$T_{рп.у} = T_{пр} + T_А. \qquad (13\text{-}18)$$

Приемники с ламповым УРЧ или без УРЧ с полупроводниковым смесителем имеют $T_{пр} \gg T_А$ и $T_{рп.у} \approx T_{пр}$. Чувствительность приемников выражается через шумовую температуру

$$P_{с.реаль} = kT_{рп.у}\,П_ш\,\gamma_ш. \qquad (13\text{-}19)$$

Приемники с ламповыми УРЧ имеют $T_{пр} = 300 \div 400°$ K и без УРЧ с полупроводниковым смесителем $T_{пр} = 5\,000 \div 10\,000°$ K. Приемники с ЛБВ имеют $T_{пр} \approx 1\,000°$ K, приемники с параметрическими усилителями $T_{пр} \approx 100°$ K и приемники с квантовомеханическими усилителями $T_{пр} \leqslant 50°$ K.

*Измерение чувствительности.* Измерение условной реальной чувствительности производится по схеме на рис. 13-11. Генератор стандартных сигналов (ГСС) соединяется с входом приемника через эквивалент антенны. Схема эквивалента антенны для длинных, средних и коротких волн (ГОСТ 9783-61) приведена на рис. 13-12, *а*, а для СВЧ — на рис. 13-12, *б*, причем величина $R_А$ должна быть равна волновому сопротивлению антенного фидера. Обычно ГСС диапазона СВЧ имеют выходное сопротивление, равное сопротивлению эквивалента антенны ($R_{вых} = R_А = 50 \div 70$ *ом*), поэтому эквивалент антенны не нужен. Параллельно оконечному аппарату подключается измеритель выходного напряжения.

По шкале ГСС устанавливается частота, на которой производится измерение чувствительности. Включается внутренняя модуляция ГСС и приемник настраивается на эту частоту по максимальному показанию измерителя выходного напряжения. Затем выключается внутренняя модуляция ГСС и ручной регулятор громкости устанавливается так, чтобы на выходе приемника на-

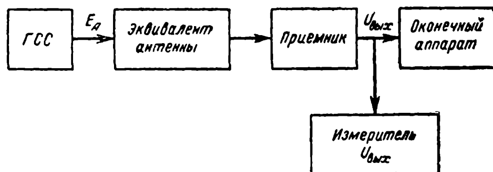



Рис. 13-11 Схема измерения параметров приемника.

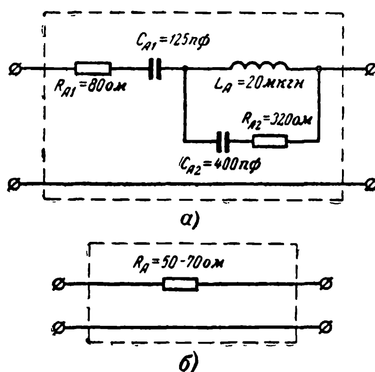



Рис. 13-12. Схемы эквивалентов антенны. *а* — для умеренно высоких частот; *б* — для СВЧ.

пряжение шумов было в заданное число раз меньше нормального выходного напряжения. После этого включается внутренняя модуляция и устанавливается стандартный коэффициент модуляции. Теперь выходное напряжение ГСС изменяют до получения такой величины сигнала в эквиваленте антенны (на длинных, средних и коротких волнах), при которой на выходе приемника установится нормальное напряжение. Величина чувствительности (т. е. напряжение $E_А$) прочитывается по шкале выходного напряжения ГСС (так как э. д. с. эквивалента антенны равна выходному напряжению ГСС).

Измерение чувствительности производится в трех точках каждого поддиапазона, причем крайние точки должны отстоять от концов поддиапазона на 10—20% ширины поддиапазона. Аналогичным методом измеряется чувствительность ЧМ приемников и импульсных приемников СВЧ.

### Избирательность

В первом приближении избирательность характеризуется частотной характеристикой приемника (рис. 13-3). Фактически отношение сигнала к помехе на выходе приемника зависит от величины избирательности высокочастотных каскадов и от взаимодействия сигнала и помехи в детекторе. Более точная оценка реальной избирательности производится экспериментально — определением отношения сигнала к помехе на выходе приемника.

*Избирательность по соседнему каналу* есть величина, показывающая, во сколько раз ухудшается чувствительность приемника при заданной расстройке (для радиовещательных приемников АМ $\Delta f = \pm 10$ *кгц*, для ЧМ $\Delta f = \pm 250$ *кгц*). Требуемая избирательность по соседнему каналу приемников умеренно высоких частот $S_с = 10 \div 200$ (20—46 *дб*). Она определяется частотной характеристикой всего высокочастотного тракта, но в основном УПЧ.

*Измерение избирательности* по соседнему каналу производится следующим образом. Сначала измеряют чувствительность приемника и находят $E_{А_0}$ при точной настройке ГСС на заданную частоту. Затем, не меняя настройки приемника, изменяют частоту ГСС на $\pm 10$ *кгц* и вновь измеряют чувствительность $E_А$ при расстройке. Отношение чувствительности при расстройке к резонансной чувствительности дает величину избирательности по соседнему каналу $S_с = E_А / E_{А_0}$.

*Избирательность по зеркальному каналу* — величина, показывающая, во сколько раз ухудшается чувствительность приемника при расстройке на удвоенную промежуточную частоту. Избирательность по зеркальному каналу приемников умеренно высоких частот $S_з = 10 \div 100$ (20—40 *дб*). Она определяется частотной характеристикой входной цепи и УРЧ.

Избирательность по зеркальному каналу измеряется таким же способом, как и избирательность по соседнему каналу, только расстройка ГСС производится на двойную промежуточную частоту.

*Избирательность на частоте, равной промежуточной,* — величина, показывающая, во сколько раз чувствительность приемника на частоте помехи, равной промежуточной частоте, хуже чувствительности по отношению к тому сигналу, на частоту которого настроен приемник. Измерение избирательности на частоте, равной промежуточной, производится следующим образом. Сначала измеряют чувствительность приемника при точной настройке на частоту сигнала. Затем, не меняя настройки приемника, ГСС настраивают на промежуточную частоту приемника и вновь измеряют чувствительность. Отношение измеренных чувствительностей дает избирательность приемника на частоте, равной промежуточной. Измерения следует производить при настройке приемника на частоты, близко расположенные к промежуточной частоте.

*Реальная избирательность* определяется при помощи двух ГСС. На вход приемника через эквивалент антенны подают два сигнала с разными частотами. Сигнал от первого ГСС является полезным, и его частота соответствует настройке приемника, а сигнал от второго ГСС — помеха. Второй ГСС настраивают на частоты, соответствующие соседнему или зеркальному каналу или на промежуточную частоту. Сначала измеряют чувствительность приемника $E_{А_0}$ при выключенном втором ГСС и получают $U_{вых0}$. Затем включают второй ГСС и изменяют его выходное напряжение $E_{АП}$ до тех пор, пока выходное напряжение или выходная мощность с первоначального значения изменится на заданную величину $b = U_{вых.п}/U_{вых0}$. (Обычно $b = 0{,}2$.)

Реальная избирательность равна

$$S = \frac{E_{АП}}{E_{А0}}.$$

Реальная характеристика избирательности снимается при:

$$b = \text{const}, \; f_0 = \text{const}, \; E_{АП}/E_{А0} = \varphi(\Delta f),$$

где $\Delta f$ — отклонение частоты второго ГСС от частоты полезного сигнала $f_0$.

График реальной избирательности изображает зависимость

$$E_{АП}/E_{А0} = \varphi(\Delta f),$$

по оси абсцисс откладывается $\Delta f$ в линейном масштабе, а по оси ординат $E_{АП}/E_{А}$, в логарифмическом масштабе.

### Полоса пропускания и диапазон частот

Полоса пропускания высокочастотного тракта должна быть рассчитана на пропускание спектра заданного модулированного сигнала. В большинстве случаев полоса пропускания отсчитывается на уровне $\gamma_0 = 1/\sqrt{2}$.

Измерение полосы пропускания производят следующим образом. Измеряют чувствительность приемника при настройке в резонанс на частоту ГСС (при частоте модуляции $F$, равной 400 или 1 000 *гц*). Затем, не меняя настройки приемника, увеличивают выходное напряжение ГСС в $1/\gamma_0$ раз и изменяют частоту ГСС в обе стороны от резонансной до получения прежнего выходного напряжения, равного $U_{выхо}$. Разность частот расстройки ГСС равна полосе пропускания.

*Диапазон принимаемых частот* — область частот, на которые приемник может быть настроен. В пределах каждого диапазона чувствительность, избирательность и полоса пропускания изменяются в зависимости от частоты. Считается, что приемник перекрывает диапазон частот, если указанные параметры в диапазоне частот изменяются в заданных допустимых пределах.

Проверка диапазона принимаемых частот производится путем измерения чувствительности, избирательности и полосы пропускания на крайних частотах каждого поддиапазона приемника.

### Выходная мощность или выходное напряжение

Номинальной выходной мощностью называется наибольшая мощность, которую приемник может развить на выходе при максимально допустимых нелинейных искажениях. Измерение номинальной выходной мощности производят следующим образом. На выход приемника включают электронный вольтметр и измеритель нелинейных искажений (ИНИ10, ИНИ11). На вход приемника подают напряжение сигнала от ГСС с несущей частотой, равной частоте настройки приемника. Увеличивая коэффициент модуляции до такой величины, при которой нелинейные искажения не больше допустимых, фиксируют выходное напряжение $U_{вых}$. Выходная мощность равна:

$$P_{вых} = \frac{U^2_{вых}}{R_н},$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки (сопротивление оконечного аппарата).

### Качество воспроизведения сигнала

Качество выходного сигнала характеризуется величиной искажений, возникающих в приемнике при отсутствии помех.

При АМ сигналах искажения характеризуются так же, как в усилителях низкой частоты. В связных приемниках качество воспроизведения характеризуется амплитудно-частотной характеристикой по выходному напряжению и величиной нелинейных искажений, а в радиовещательных приемниках — частотной характеристикой по звуковому давлению (с учетом частотной характеристики громкоговорителя) и величиной нелинейных искажений. При импульсных сигналах прямоугольной формы искажения характеризуются так же, как в видеоусилителях.

## 13-3. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ

### Назначение входной цепи и параметры антенны

*Назначение входной цепи.* Входная цепь связывает антенну с входом первого каскада приемника. Она содержит один контур, реже — двухконтурный полосовой фильтр. Связь контура с антенной в большинстве случаев индуктивная или автотрансформаторная.

Входная цепь предназначена для передачи полезного сигнала из антенны к входу первого каскада и для осуществления избирательности по зеркальному каналу.

Коэффициент передачи входной цепи $K_0 = U/E_А$, где $E_А$ — э. д. с., а $U$ — напряжение на входе первого каскада при резонансе.

Частотная характеристика входной цепи определяется частотной характеристикой контура или двухконтурного полосового фильтра, рассчитанной с учетом действия антенны и входной проводимости лампы или транзистора.

Частотная характеристика входной цепи с одним контуром

$$\gamma = \frac{U}{U_0} = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}, \qquad (13\text{-}20)$$

где $\xi = 2\Delta f/df$ — обобщенная расстройка;
$d$ — полное затухание контура.

Входные цепи умеренно высоких частот работают от ненастроенных антенн, параметры которых зависят от типа антенны и ее расположения. Величина связи контура с антенной на умеренно высоких частотах выбирается из условия слабого влияния параметров антенны на настройку контура и его затухание. На длинных, средних и реже на коротких волнах применяется входная цепь с магнитной антенной, которая осуществляет пространственную избирательность.

Эффективность входной цепи совместно с магнитной антенной характеризуется коэффициентом передачи от поля $\eta = U/E$ (*м*), где $E$ — напряженность поля сигнала, *мкв/м*.

На коротких волнах, где плотность настройки (число килогерц на градус шкалы) велика, применяют растянутую настройку (растянутые диапазоны). Расчет контуров растянутой настройки входной цепи, УРЧ и гетеродина приведен в § 13-7.

Входные цепи СВЧ работают от настроенных антенн, согласованных с фидером. На СВЧ величина связи контура с антенной выбирается из условия согласования фидера с входной цепью или из условия получения минимального коэффициента шума; эти условия обычно отличаются мало.

К входным цепям предъявляются следующие требования: 1) возможно больший коэффициент передачи при допустимой расстройке контура антенной; 2) возможно большое постоянство коэффициента передачи по диапазону; 3) требуемая полоса пропускания при заданной избирательности по зеркальному каналу.

*Параметры антенны.* На длинных и средних волнах ($\lambda = 200 \div 3\,000$ *м* и более) длина антенны обычно меньше $\frac{1}{4}\lambda$, резонанс в антенне отсутствует, и она обладает малой направленностью.

Антенну можно представить цепью, состоящей из последовательного соединения активного сопротивления $r_A$ (20—50 *ом*), учитывающего потери в антенне и заземлении, и емкости антенн — $C_A$ (50—200 *пф*), имеющей сопротивление

$$\dot{Z}_A = r_A - j\frac{1}{\omega C_A}.$$

В первом приближении $r_A$ можно пренебречь и считать $Z_A$ чисто емкостным сопротивлением.

На промежуточных волнах ($\lambda = 50 \div 200$ *м*) и коротких волнах ($\lambda = 10 \div 50$ *м*) длина антенны соизмерима или кратна $\frac{1}{4}\lambda$ и в антенне появляются резонансные явления [Л. 20, 21]. В диапазоне 5—10 *Мгц* реактивное сопротивление антенны имеет емкостный характер с величиной $|X_A| = 1\,000$ *ом*, а $r_A = 50 \div 200$ *ом*. Для отображения зависимости $Z_A(f)$ эквивалент антенны должен содержать $C_A$ и $L_A$. В диапазоне 15—20 *Мгц* реактивное сопротивление имеет как емкостный, так и индуктивный характер $|X_A| = 500$ *ом*, а $r_A = 100 \div 300$ *ом*.

Магнитная антенна является многовитковой катушкой, расположенной на ферритовом стержне, размеры которой малы по сравнению с длиной волны, и поэтому ее сопротивление имеет индуктивный характер (последовательное соединение сопротивления потерь катушки с индуктивностью).

На СВЧ применяются настроенные и направленные антенны, которые имеют активное сопротивление $R_A$. (Полуволновый вибратор имеет $R_A = 73$ *ом*, а директорная антенна с петлевым вибратором в зависимости от количества директоров и их расположения имеет $R_A = 70 \div 120$ *ом*.) Антенна соединяется с входом приемника посредством фидерной линии, которая может быть либо симметричной воздушной, либо коаксиальным кабелем или волноводом. Вход и выход линии согласуются с антенной и входом приемника.

На частотах до 350 *Мгц* применяются контуры с сосредоточенными параметрами. Конструктивно можно выполнить минимальную сосредоточенную индуктивность $L_{мин} \geqslant 0{,}05$ *мкгн* и затухание контура $d_к \geqslant 0{,}01$.

На частотах 350—1 000 *Мгц* применяются отрезки концентрических линий и контуры в виде конструктивно объединенных конденсатора переменной емкости и индуктивного витка. На частотах выше 3 000 *Мгц* применяются объемные резонаторы.

### Входная цепь с индуктивной связью контура с антенной

Схема входной цепи для длинных и средних волн с индуктивной связью контура с антенной, работающая на лампу, приведена на рис. 13-13, *а*, а на тран-

зистор — на рис. 13-13, *б*. Транзистор включается на часть контура или через катушку связи для уменьшения шунтирования

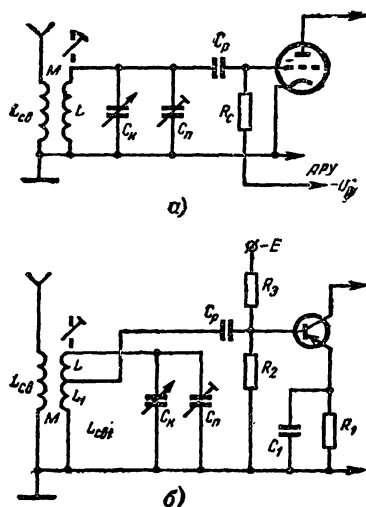



Рис. 13-13. Схемы входной цепи с индуктивной связью контура с антенной.

*а* — работающая на лампу; *б* — работающая на транзистор.

контура активной входной проводимостью и входной емкостью.

Исходными данными для расчета являются: крайние частоты поддиапазона $f_{мин}$—$f_{макс}$; затухание контура $d$, соответствующее полосе пропускания входной цепи на $f_{мин}$ (см. § 13-13); максимальная и минимальная емкость конденсатора настройки $C_{мин}$ и $C_{макс}$; средние параметры антенны $r_А$ и $C_А$; коэффициенты разброса параметров антенны

$$q_r = \frac{r_А}{r_{А.мин}} = \frac{r_{А.макс}}{r_А},$$

$$q_с = \frac{C_А}{C_{А.мин}} = \frac{C_{макс}}{C_А};$$

входная емкость лампы или транзистора $C_{вх}$ и входная проводимость лампы или транзистора $g_{вх}$; промежуточная частота $f_п$.

На длинных и средних волнах входная проводимость лампы во много раз меньше резонансной проводимости контура. Поэтому входной проводимостью лампы можно пренебречь.

*Входная цепь*, работающая на лампу. Расчет производится в следующем порядке [Л. 20, 21, 32, 46]. Находят максимальную резонансную частоту антенной цепи

$$f_{А.макс} = \frac{f_{мин}}{a}, \tag{13-21}$$

где $a = 1{,}2 \div 2$.

С увеличением $a$ коэффициент передачи входной цепи уменьшается, но зато он меньше изменяется в пределах поддиапазона.

Определяют индуктивность катушки связи с учетом возможного разброса емкости антенны, при котором выполняется условие (13-21),

$$L_{св} = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 q_с}{f^2_{А.макс} C_А}, \tag{13-22}$$

где $L_{св}$ — в *мкгн*, $f_{А.макс}$ — в *Мгц* и $C_А$ — в *пф*.*

Коэффициент связи, при котором сдвиг резонансной частоты контура, вызываемый реактивной составляющей антенны, будет в допустимых пределах

$$K \leqslant \frac{\sqrt{2}}{a} \times$$

$$\times \sqrt{d\,\frac{(a^2-1)\left(a^2 q_с^2 K^2_{пд}-1\right)}{q_с^2 K^2_{пд}-1}}, \tag{13-23}$$

где $K_{пд} = 1{,}05\frac{f_{макс}}{f_{мин}}$ — коэффициент перекрытия поддиапазона.

Собственное затухание контура на частоте $f_{мин}$ должно быть

$$d_к = d - \frac{k^2}{1-\frac{1}{a^2 q_с}}\left(\frac{q_r\, r_А}{\omega_{мин} L_{св}} + d_{св}\right), \tag{13-24}$$

где $d_{св}$ — затухание катушки связи, равное для длинных и средних волн 0,02—0,05.

При коэффициенте связи $k \leqslant 0{,}2$ практически можно считать $d_к = d$.

Средняя емкость подстроечного конденсатора

$$C_{п.ср} = \frac{C_{к.макс} - K^2_{пд} C_{к.мин}}{K^2_{пд} - 1} - C_{сх}, \tag{13-25}$$

где $C_{сх} = C_{вх} + C_м + C_0$ — емкость схемы; собственная емкость катушки $C_0$ для длинных и средних волн, соответственно равна 10—8 *пф*, а для коротких волн 5 *пф*; емкость монтажа $C_м = 5 \div 8$ *пф*.

Индуктивность катушки контура (в *мкгн*)

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4 \left(K^2_{пд} - 1\right)}{\left(C_{к.макс} - C_{к.мин}\right) f^2_{макс}}, \tag{13-26}$$

где $C$ — в *пф* и $f_{макс}$ — в *Мгц*.

* Во всех формулах этой главы применяются величины со следующими размерностями (за исключением случаев, где указаны другие): $P$ — мощность, *вт*; $U$ — напряжение, *в*; $I$ — ток, *а*; $R$ — сопротивление, *ом*; $g$ — проводимость, *сим*; $C$ — емкость, *ф*; $L$ — индуктивность, *гн*; $f$ — частота, полоса пропускания, *гц*; $S$ — крутизна, *а/в*.

Резонансный коэффициент передачи входной цепи на минимальной и максимальной частотах поддиапазона

$$K_{01}=\frac{k}{d\left(1-\frac{1}{a^2 q_c}\right)}\sqrt{\frac{L}{L_{св}}};\qquad (13\text{-}27)$$

$$K_{02}=\frac{k}{d\left(1-\frac{1}{a^2 q_c K_{пд}^2}\right)}\sqrt{\frac{L}{L_{св}}}.\qquad (13\text{-}28)$$

Сопротивление $R_c$ служит для подачи отрицательного напряжения АРУ на управляющую сетку лампы. Величину его выбирают так, чтобы оно слабо шунтировало контур,

$$R_c \geqslant 10\,\frac{\omega_{макс} L}{d}.\qquad (13\text{-}29)$$

Емкость разделительного конденсатора выбирают из условия

$$C_p \geqslant (30 \div 50)\, C_{вх}.\qquad (13\text{-}30)$$

Избирательность входной цепи по зеркальному каналу при больших расстройках (более 10%) для наихудшего случая, т. е. на максимальной частоте поддиапазона,

$$S_з=\frac{|1-x^2|}{d\,x^2},\qquad (13\text{-}31)$$

где

$$x=\frac{1}{1+\frac{f_п}{f_{макс}}}.$$

*Выходная цепь, работающая на транзистор.* Расчет производится в следующем порядке.

Определяют частоту $f_{макс}$, индуктивность катушки связи и коэффициент связи по формулам (13-21), (13-22) и (13-23).

Принимая собственное затухание контура $d_к \geqslant 0{,}01$, находят коэффициент трансформации, который (при принятом значении коэффициента связи) дает требуемую полосу пропускания на минимальной частоте поддиапазона,

$$m_1=\sqrt{\frac{1}{\omega_{мин} L g_{вх}}\left[d-d_к-\frac{k^2}{1-\frac{1}{a^2 q_c}}\left(\frac{q_r r_A}{\omega_{мин} L_{св}}+d_{св}\right)\right]}\approx$$

$$\approx\sqrt{\frac{d-d_к}{\omega_{мин} L g_{вх}}}.\qquad (13\text{-}32)$$

Емкость схемы равна:

$$C_{сх}=C_0+m_1^2\left(C_{вх}+C_м\right).\qquad (13\text{-}33)$$

Средняя емкость подстроечного конденсатора и индуктивность контура определяются по (13-25) и (13-26). Коэффициенты передачи входной цепи на минимальной и максимальной частотах поддиапазона:

$$K_{01}=\frac{m_1 k}{d\left(1-\frac{1}{a^2 q_c}\right)}\sqrt{\frac{L}{L_{св}}};\qquad (13\text{-}34)$$

$$K_{02}=\frac{m_1 k}{d\left(1-\frac{1}{a^2 q_c K_{пд}^2}\right)}\sqrt{\frac{L}{L_{св}}}.\qquad (13\text{-}35)$$

Индуктивность катушки связи

$$L_{св1}=\left(\frac{m_1}{k}\right)^2 L,\qquad (13\text{-}36)$$

где $k \leqslant 0{,}5$ — коэффициент связи между катушками $L$ и $L_{св1}$.

Избирательность по зеркальному каналу определяется по (13-31).

**Пример 1.** Рассчитать входную цепь с индуктивной связью контура с антенной, работающую на лампу, по следующим данным:

$f_{мин}=520$ *кгц*; $f_{макс}=1\,600$ *кгц*; $d=0{,}02$; $C_{мин}=11$ *пф*; $C_{макс}=500$ *пф*; $r_A=50$ *ом*; $q_r=1{,}5$; $C_A=150$ *пф*; $q_c=1{,}5$; $C_{вх}=5$ *пф*; $f_п=465$ *кгц*.

Результаты расчета: $a=1{,}25$; $f_{А.макс}=415$ *кгц*; $L_{св}=1\,460$ *мкгн*; $K_{пд}=3{,}25$; $k=0{,}13$; $C_{сх}=10+5+5=20$ *пф*; $C_{п.ср}=20$ *пф*; $L=194$ *мкгн*; $d=d_к$; $K_{01}=4{,}2$; $K_{02}=2{,}5$; $R_c=1$ *Мом*; $C_c=150$ *пф*; $S_з=33{,}5$.

**Пример 2.** Рассчитать входную цепь, работающую на транзистор П403 ($R_{вх}=750$ *ом*, $C_{вх}=200$ *пф*), по данным примера 1.

Результаты расчета: $L=194$ *мкгн*, $d_к=0{,}015$, $m=0{,}08$, $C_{п.ср}=20$ *пф*, $K_{01}=0{,}34$, $K_{20}=0{,}2$, $k=0{,}3$, $L_{св1}=14$ *мкгн*, $S=33{,}5$. Остальные данные соответствуют данным примера 1.

### Входная цепь с магнитной антенной

Входная цепь с магнитной антенной широко применяется в длинноволновом и средневолновом диапазонах радиовещательных приемников. Она позволяет осуществить пространственную избирательность из-за направленного действия и понизить уровень промышленных помех. Малые габариты магнитной антенны позволяют монтиро-

вать ее внутри футляра приемника вместе с поворотным устройством. В переносных приемниках магнитная антенна прикреплена к корпусу и поворот антенны осуществляется вместе с корпусом.

Наибольшее распространение получила комбинированная схема входной цепи, работающая на лампу (рис. 13-14). Путем переключения цепь может работать с магнитной или с обычной антенной. Индуктивностью контура служит катушка магнитной антенны, намотанная на ферритовом стержне.

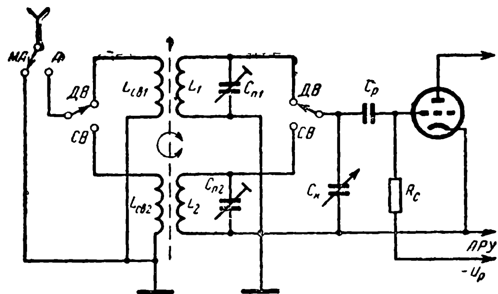
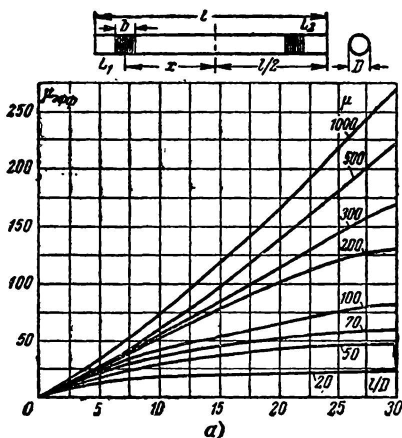
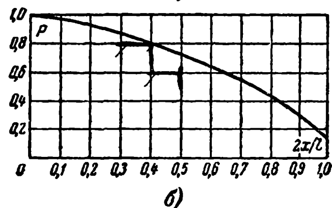



Рис. 13-14. Комбинированная схема входной цепи с магнитной (МА) и обычной (А) антеннами, работающими на лампу.



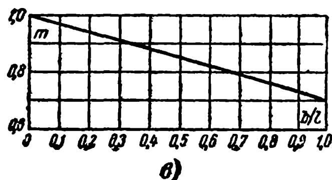




Рис. 13-15. Графики для определения $\mu_{эфф}$ и коэффициентов $m$ и $p$.

Исходными данными для расчета являются: крайние частоты поддиапазона $f_{мин}$—$f_{макс}$; затухание контура $d$, соответствующее полосе пропускания $П$, на $f_{мин}$; минимальная и максимальная емкость переменного конденсатора $C_{мин}$ и $C_{макс}$; длина ферритового стержня $l$ (обычно 150—200 *мм*); диаметр $D$ (порядка 8—15 *мм*), магнитная проницаемость $\mu$; входная емкость лампы или транзистора $C_{вх}$; входная проводимость лампы или транзистора $g_{вх}$.

Расчет производится в следующем порядке. Находится коэффициент перекрытия поддиапазона $К_{пд}$ и затем определяется средняя емкость подстроечного конденсатора по формуле (13-25).

Индуктивность катушки определяют по формуле (13-26). По отношению $l/D$ из графика на рис. 13-15 находят эффективную магнитную проницаемость антенны $\mu_{эфф}$. Определяют число витков катушки $N$, диаметр провода $d_п$, ширину намотки $b$ и величину $x$. По отношениям $b/l$ и $2x/l$ из графика на рис. 13-15, *б* и *в* находят вспомогательные коэффициенты $p$ и $m$.

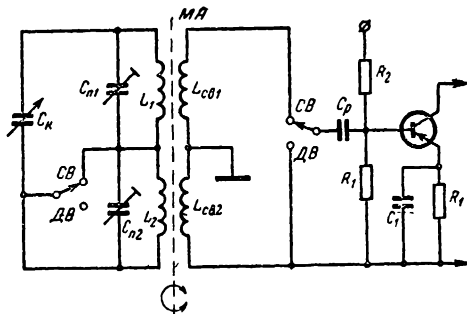



Рис. 13-16. Схема входной цепи с магнитной антенной, работающая на транзистор.

Определяют площадь витка $S = \pi D^2/4 = 0{,}785\ D^2$ и находят действующую высоту антенны для $f_{мин}$ и $f_{макс}$

$$h_д = 2{,}9 \cdot 10^{-2} NSf\mu_{эфф}\, mp, \quad (13\text{-}37)$$

где $f$ — в *Мгц*, $S$ — в *м*; $h_д$ — в *м*.

Находят коэффициент передачи от поля

$$\eta = \frac{h_д}{d}. \quad (13\text{-}38)$$

Индуктивная связь контура с антенной рассчитывается обычным методом. Транзистор включается через катушку связи.

Коэффициент трансформации $m_1$ выбирается из условия получения требуемой полосы пропускания на частоте $f_{мин}$ по формуле (13-32). Расчет на минимальный коэффициент шума см. ниже.

Коэффициент передачи входной цепи (от поля) равен:

$$\eta = \frac{h_д}{d} m_1. \qquad (13\text{-}39)$$

**Пример 3.** Рассчитать входную цепь с магнитной антенной, работающую на лампу, по следующим данным: $f_{мин}=520$ *кгц*; $f_{макс}=1\,600$ *кгц*; $d=0{,}02$; $C_{мин}=11$ *пф*; $C_{макс}=500$ *пф*; $l=200$ *мм*, $D=10$ *мм*, $\mu=500$; $C_{вх}=5$ *пф*.

Результаты расчета: $b/D=20$; $\mu_{эфф}=140$; $L=194$ *мкгн*; $C_{п.ср}=15$ *пф*; $N=50$; $d_п=0{,}2$ *мм*; $b=10$ *мм*; $x=80$ *мм*; $b/l=0{,}05$; $2x/l=0{,}8$; $m\approx 1$; $p\approx 0{,}5$; $S=0{,}79\times 10^{-4}$ *м*; $h_{д.мин}=0{,}0042$ *м*, $h_{д.макс}=0{,}013$ *м*; $\eta_1=0{,}21$; $\eta_2=0{,}65$.

**Пример 4.** Рассчитать входную цепь с магнитной антенной, работающую на транзистор П403, по данным примера 3, учитывая, что: $C_{вх}=200$ *пф*; $R_{вх}=750$ *ом*. По данным примеров 2 и 3 $m_1=0{,}09$; $h_{д.мин}=0{,}0042$ *м*; $h_{д.макс}=0{,}013$ *м*; $d=0{,}02$.

Результаты расчета: $\eta_1=0{,}019$ *м*; $\eta_2=0{,}058$ *м*.

## Входная цепь с двухконтурным полосовым фильтром

Входная цепь с двухконтурным полосовым фильтром с внутренней емкостной связью и неполной внешней емкостной свя-

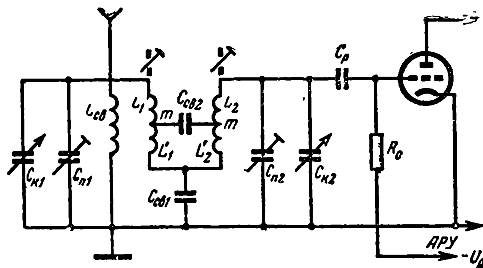



Рис. 13-17. Схема входной цепи с двухконтурным полосовым фильтром с комбинированной связью между контурами и индуктивной связью с антенной.

зью между контурами и индуктивной связью с антенной (рис. 13-17) позволяет получить в поддиапазоне почти постоянную полосу пропускания. Высокая избирательность может быть достигнута соответствующим выбором общего фактора связи

$$\beta = \frac{k_1 + k_2}{d},$$

где $k_1$ и $k_2$ — коэффициенты связи внутренней и неполной внешней емкостной связей; $d$ — среднее геометрическое затухание двух контуров.

Неполная внешняя емкостная связь применяется для того, чтобы получить емкость связи $C_{св2}$ относительно большой величины, которую конструктивно легко выполнить. Общий фактор связи равен:

$$\beta = \frac{1}{d}\left(\frac{C}{C_{св1}} + \frac{m^2 C_{св2}}{C}\right), \qquad (13\text{-}40)$$

где $C$ — полная емкость контура;

$m = \frac{L'+M}{L}$ — коэффициент трансформации.

Исходными данными для расчета являются: крайние частоты поддиапазона $f_{мин}$ — $f_{макс}$; полоса пропускания входной цепи $П_{в.ц}$ и уровень отсчета полосы пропускания $\gamma_0$; максимальная и минимальная емкости

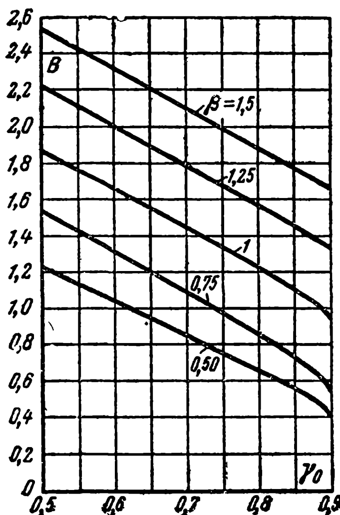



Рис. 13-18. График зависимости коэффициента $B$ от $\gamma_0$ и $\beta$.

переменного конденсатора $C_{макс}$ и $C_{мин}$; средние параметры антенны $r_А$ и $C_А$; коэффициенты разброса параметров антенны $q_r$ и $q_c$; входная емкость лампы $C_{вх}$.

Расчет производится в следующем порядке [Л. 19, 20, 46]. Выбирают фактор связи на минимальной частоте поддиапазона равным $\beta_1=1{,}3\div 1{,}5$. При такой величине $\beta_1$ в пределах всего поддиапазона получаются частотная характеристика со слабо выраженной двухвершинностью и малая величина затухания контуров.

По выбранной величине $\beta_1$ и по величине $\gamma_0$ находят по графику на рис. 13-18 величину коэффициента $B_1$. Затем определяют затухание контуров на минимальной частоте поддиапазона

$$d_1 = \frac{П_{в.ц}}{f_{мин} B_1}. \qquad (13\text{-}41)$$

Задаваясь затуханием контуров на $f_{макс}$ $d_2 \approx d_1/1{,}5$, находят величину коэффициента

$$B_2 = \frac{d_1}{d_2}\,\frac{B_1}{K_{пд}}. \qquad (13\text{-}42)$$

По величине $B_2$ из графика на рис. 13-18 находят фактор связи $\beta_2$ для $f_{\text{макс}}$. Емкость конденсатора внутренней связи

$$C_{\text{св1}} = \frac{\left(K_{\text{пд}}^4 - 1\right) C_{\text{мин}}}{d_2\left(K_{\text{пд}}^2 \frac{d_1}{d_2} \beta_1 - \beta_2\right)}. \quad (13\text{-}43)$$

Емкость конденсатора внешней неполной связи

$$C_{\text{св2}} = \frac{K_{\text{пд}}^2}{m^2\left(K_{\text{пд}}^4 - 1\right)} d_1 \times$$

$$\times \left(K_{\text{пд}}^2 \beta_2 \frac{d_2}{d_1} - \beta_1\right) C_{\text{мин}}. \quad (13\text{-}44)$$

Величина коэффициента трансформации $m$ выбирается такой, чтобы $C_{\text{св2}} \geqslant 2$ *пф*.

Расчет индуктивной связи контура с антенной производится обычным методом. Коэффициент передачи входной цепи с двухконтурным полосовым фильтром на минимальной и максимальной частотах поддиапазона равен:

$$\left.\begin{aligned} K_{\text{ВЦ1}} &= \frac{\beta_1}{1+\beta_1^2} \frac{k}{d_1\left(1 - \dfrac{f_{\text{А.Ц}}^2}{f_{\text{мин}}^2}\right)} \times \sqrt{\frac{L}{L_{\text{св}}}}; \\ K_{\text{ВЦ2}} &= \frac{\beta_2}{1+\beta_2^2} \frac{k}{d_2\left(1 - \dfrac{f_{\text{А.Ц}}^2}{f_{\text{макс}}^2}\right)} \times \sqrt{\frac{L}{L_{\text{св}}}}. \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}45)$$

Если входная цепь работает на транзистор, он включается к части второго контура или через катушку связи. Коэффициент трансформации определяется по формуле (13-32).

### Фильтр для подавления помех с частотами, близкими к промежуточной

В тех случаях, когда промежуточная частота близка к частотам поддиапазонов, избирательность по каналу прямого прохождения ухудшается. Для повышения избирательности по каналу прямого прохождения на входе приемника применяют фильтр, настроенный на промежуточную частоту (рис. 13-19, *а*). При полной симметрии фильтра его выходное напряжение на промежуточной частоте равно нулю.

Конденсаторы фильтра выбирают одинаковой емкости с классом точности 5%: $C_1 = C_2 = C$. Для $f_{\text{п}} = 465$ *кгц* берут $C = 500 \div 1\,000$ *пф*.

Индуктивность фильтра

$$L_{\text{ф}} = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{\dfrac{C}{2} f_{\text{п}}^2}, \quad (13\text{-}46)$$

где $L$ — в *мкгн*, $C$ — в *пф*, $f_{\text{п}}$ — в *Мгц*.

Сопротивление фильтра

$$R_{\text{ф}} = \frac{10^2}{1{,}26\, d C f_{\text{п}}}, \quad (13\text{-}47)$$

где $R_{\text{ф}}$ — в *ком*, $C$ — в *пф*, $f_{\text{п}}$ — в *Мгц*, $d$ — затухание фильтра (для $f_{\text{п}} = 465$ *кгц* $d = 0{,}01 \div 0{,}02$).

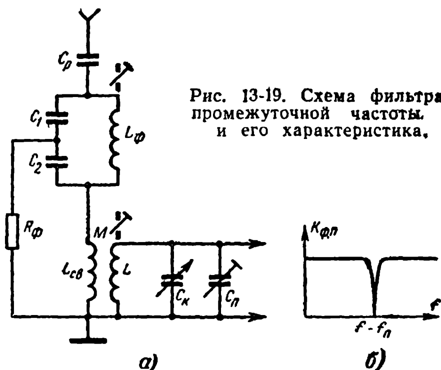



Рис. 13-19. Схема фильтра промежуточной частоты и его характеристика.

Конденсатор $C_{\text{р}}$ применяется в радиовещательных приемниках для предохранения входной цепи в случае замыкания электросети на антенну. Обычно $C_{\text{р}} = 1\,000$ *пф* с рабочим напряжением 500 *в*.

В тех случаях, когда частота сигнала значительно отличается от промежуточной, избирательность входной цепи по каналу прямого прохождения равна:

$$S_{\text{п.п}} = \frac{\left|1 - x_{\text{п}}^2\right|}{d x_{\text{п}}^2}, \quad (13\text{-}48)$$

где $x_{\text{п}} = f_{\text{пд}}/f_{\text{п}}$, а $f_{\text{пд}}$ — крайняя частота поддиапазона, которая ближе к $f_{\text{п}}$.

**Пример** 5. Рассчитать фильтр для частоты $f_{\text{п}} = 465$ *кгц*.

Результаты расчета: $C_1 = C_2 = 1\,000$ *пф*; $L_{\text{ф}} = 235$ *мкгн*; полагаем $d = 0{,}011$, $R_{\text{ф}} = 15{,}4$ *ком*.

### Автотрансформаторная входная цепь СВЧ

Схема автотрансформаторной входной цепи с неполным присоединением лампы к контуру (рис. 13-20) применяется на СВЧ и работает в большинстве случаев в режиме согласования с фидером. Неполное присоединение лампы к контуру применяют для уменьшения шунтирования контура входной проводимостью лампы, которая на СВЧ велика.

Исходные данные для расчета [Л. 20, 21, 33, 46]: крайние частоты поддиапазона

$f_{мин}$ — $f_{макс}$ или фиксированная частота $f_0$; полоса пропускания $П$ или затухание контура $d$; минимальная и максимальная емкость переменного конденсатора $C_{мин}$ — $C_{макс}$; сопротивление антенны $R_A$; длина

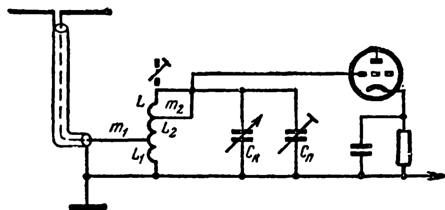



Рис. 13-20. Схема автотрансформаторной входной цепи с неполным присоединением лампы к контуру.

фидера $l$ в метрах и его затухание $\beta$ — в *дб/м*; входная проводимость лампы $g_{вх}$ и входная емкость $C_{вх}$.

*Входная цепь на фиксированной частоте.* Расчет производится в следующем порядке. Задаются емкостью контура $C = 10 \div 20$ *пф*. Задаваясь собственным затуханием контура $d_к \approx 0{,}01$, находят коэффициенты трансформации для согласования при заданной полосе пропускания:

$$m_{1c} = \sqrt{\frac{d}{2g_A}\omega_0 C}; \qquad (13\text{-}49)$$

$$m_{2c} = \sqrt{\frac{d - 2d_к}{2g_{вх}}\omega_0 C}, \qquad (13\text{-}50)$$

где $d = П/f_0$.

Режим согласования при заданной полосе пропускания может быть выполнен при условии $d > 2\,d_к$.

Индуктивность контура

$$L = \frac{2{,}53 \cdot 10^4}{Cf_0^2}, \qquad (13\text{-}51)$$

где $L$ — в *мкгн*, $C$ — в *пф*, $f_0$ — в *Мгц*. Находят сосредоточенную емкость контура

$$C_к = C - m_{2c}^2\left(C_{вх} + C_м\right) \geqslant 0. \qquad (13\text{-}52)$$

Коэффициент передачи напряжения в режиме согласования

$$K_{0c} = K_ф\,\frac{1}{2}\sqrt{\left(1 - \frac{2d_к}{d}\right)\frac{g_A}{g_{вх}}}. \qquad (13\text{-}53)$$

Коэффициент передачи напряжения фидера зависит от его длины $l$ и затухания $\beta$ (*дб/м*)

$$K_ф = 10^{-0{,}05\beta l}. \qquad (13\text{-}54)$$

Зависимость $K_ф$ от $\beta l$ приведена на рис. 13-21.

При коротком фидере $K_ф \approx 1$,

$$K_{0c} = \frac{1}{2}\sqrt{\left(1 - \frac{2d_к}{d}\right)\frac{g_A}{g_{вх}}}. \qquad (13\text{-}55)$$

При широкой полосе пропускания

$$2d_к \ll d \qquad (13\text{-}56)$$

и

$$K_{0c} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{g_A}{g_{вх}}}. \qquad (13\text{-}57)$$

*Входная цепь в диапазоне частот.* При умеренно широких диапазонах порядок расчета следующий. Находят среднюю емкость подстроечного конденсатора и определяют индуктивность контура по формулам (13-25) и (13-26).

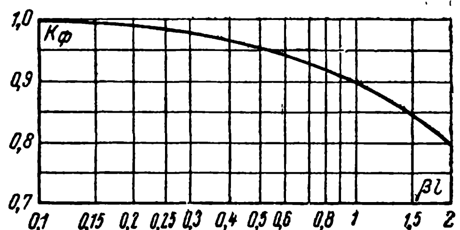



Рис. 13-21. Зависимость коэффициента передачи фидера по напряжению от величины $\beta l$.

Согласование рассчитывается на средней частоте поддиапазона. Весь дальнейший расчет производится так же, как и для входной цепи, работающей на фиксированной частоте.

Коэффициент передачи входной цепи равен:

$$K_0 = K_{0c}\frac{2}{1 + \left(\frac{f}{f_{ср}}\right)^2}, \qquad (13\text{-}58)$$

где $K_{0c}$ — коэффициент передачи при согласовании на $f_{ср}$ (13-53).

**Пример 6.** Рассчитать автотрансформаторную входную цепь с неполным присоединением лампы к контуру, работающую на фиксированной частоте по следующим данным: $f_0 \approx 140$ *Мгц*; $П = 3{,}5$ *Мгц*; $g_A = 14\,000$ *мксим*; $l = 10$ *м*; $\beta = 0{,}11$ *дб/м*; $g_{вх} = 330$ *мксим* и $C_{вх} = 4{,}35$ *пф*.

Результаты расчета: $C = 20$ *пф*; $d_к = 0{,}01$; $d = 0{,}025$; $m_{1c} = 0{,}013$; $m_{2c} = 0{,}365$; $L = 0{,}065$ *мкгн*; $C_м = 3$ *пф*; $C_к \approx 19$ *пф*; $\beta l = 1{,}1$; $K_ф = 0{,}87$; $K_{0c} = 1{,}27$.

### Трансформаторная входная цепь СВЧ

Трансформаторная входная цепь (рис. 13-22) применяется при симметричном фидере или двухпроводной линии [Л. 20, 21, 46]. Для устранения паразитной емкости

между катушками применяется заземленный электростатический экран. Исходные данные расчета те же, что и для автотрансформаторной входной цепи.

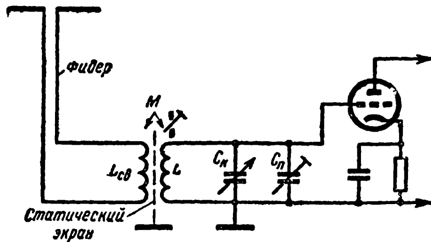



Рис. 13-22. Схема трансформаторой входной цепи.

*Для фиксированной частоты* расчет производится в следующем порядке. Определяют полную емкость контура

$$C = C_к + C_{вх} + C_м. \qquad (13\text{-}59)$$

Определяют индуктивность катушки $L$ по формуле (13-51) и собственное затухание контура

$$d_к = \frac{d}{2} - 2\pi \cdot 10^{-6} f L g_{вх}, \qquad (13\text{-}60)$$

где $f$ — в *Мгц*, $L$ — в *мкгн*, $g_{вх}$ — в *мксим*.

Определяют резонансную проводимость контура с учетом входной проводимости лампы

$$g = 2\pi f C d_к + g_{вх}, \qquad (13\text{-}61)$$

где $g$ — в *мксим*, $f$ — в *Мгц*, $C$ — в *пф*.

Индуктивность катушки связи

$$L_{св} = \frac{R_A}{2\pi f_0}, \qquad (13\text{-}62)$$

где $L_{св}$ — в *мкгн*, $R_A$ — в *ом*; $f_0$ — в *Мгц*.

Коэффициент связи для получения согласования

$$K_c = \sqrt{2d}. \qquad (13\text{-}63)$$

Взаимная индуктивность при согласовании

$$M_c = K_c \sqrt{L_{св} L}. \qquad (13\text{-}64)$$

Коэффициент передачи входной цепи при согласовании

$$K_{0c} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{g_A}{g}} K_ф. \qquad (13\text{-}65)$$

*Для умеренно широкого диапазона частот* расчет производится так же, как и автотрансформаторной входной цепи, работающей в диапазоне частот. Рассчитывают $L_{св}$, $K_c$ и $M_c$.

### Входная цепь СВЧ с резонансной линией

Схему входной цепи с резонансной линией (рис. 13-23, *а*) можно заменить эквивалентной схемой, приведенной на рис. 13-23, *б*.

Исходные данные для расчета: частота $f_0$; проводимость антенны $g_A$; длина фидера $l$ и его затухание $\beta$; тип лампы, входная проводимость $g_{вх}$ и входная емкость $C_{вх}$; диаметры дисков выводов катода и сетки лампы $D_{к.л}$ и $D_{с.л}$.

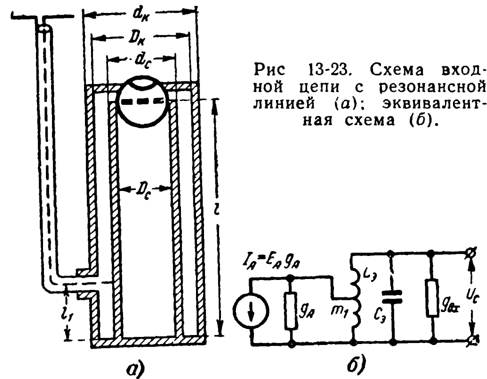



Рис 13-23. Схема входной цепи с резонансной линией (*а*); эквивалентная схема (*б*).

Расчет производится в следующем порядке. Внутренний диаметр катодной трубы $D_к$ (наружная труба) выбирается из условия

$$D_к = D_{к.л} + (10 \div 14)\ мм. \qquad (13\text{-}66)$$

Глубина проникновения тока внутрь металла труб на СВЧ очень мала, и поэтому толщина труб определяется только их механической прочностью — обычно 1—2 *мм*. Наружный диаметр катодной трубы

$$d_к = D_к + (2 \div 4),\ мм. \qquad (13\text{-}67)$$

Внутренний диаметр сеточной трубы $D_c$ берется равным диаметру диска сеточного вывода лампы

$$D_c = D_{с.л}. \qquad (13\text{-}68)$$

Наружный диаметр сеточной трубы

$$d_c = D_c + (2 \div 4)\ мм. \qquad (13\text{-}69)$$

Определяют волновое сопротивление линии

$$W = 138 \lg \frac{D_к}{d_c}. \qquad (13\text{-}70)$$

Находят длину волны

$$\lambda_0 = \frac{3 \cdot 10^4}{f_0}, \qquad (13\text{-}71)$$

где $\lambda_0$ — в *см*, $f_0$ — в *Мгц*.

Определяют длину линии в сантиметрах

$$l = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arctg} \frac{1{,}6 \cdot 10^5}{W f_0 C_{вх}}, \qquad (13\text{-}72)$$

где $\lambda_0$ — в *см*, $W$ — в *ом*, $f_0$ — в *Мгц*, $C_{вх}$ = в *пф*.

Емкость контура, эквивалентного линии

$$C_э = \frac{1}{2}\left(C_{вх} + \frac{1{,}6 \cdot 10^6}{W f_0} \frac{\theta}{\sin^2 \theta}\right), \qquad (13\text{-}73)$$

где $C_э$ и $C_{вх}$ — в *пф*, $W$ — в *ом*, $f_0$ — в *Мгц*,

$$\theta = 2\pi \frac{l}{\lambda_0}.$$

Индуктивность эквивалентного контура определяется по формуле (13-51).

Погонное сопротивление линии (для медной линии)

$$R_1 = 0{,}83 \cdot 10^{-4} \sqrt{f_0}\, \frac{1 + \frac{D_к}{d_с}}{D_к}, \qquad (13\text{-}74)$$

где $R_1$ — в *ом/см*, $f_0$ — в *Мгц*.

Затухание линии

$$d_л = \frac{R_1 \lambda_0}{2\pi w}, \qquad (13\text{-}75)$$

где $\lambda$ — в *см*, $W$ — в *ом*.

Резонансная проводимость линии (в *мксим*)

$$g_л = \frac{10^6 d_л}{2\pi f_0 L_э}, \qquad (13\text{-}76)$$

где $f_0$ — в *Мгц*, $L_э$ — в *мкгн*.

Полная резонансная проводимость линии

$$g = g_л + g_{вх}. \qquad (13\text{-}77)$$

Полное затухание линии

$$d = d_л + 2\pi \cdot 10^{-6} f_0 L_э g_{вх}, \qquad (13\text{-}78)$$

где $f_0$ — в *Мгц*, $L_э$ — в *мкгн*, $g_{вх}$ — в *мксим*.

Полоса пропускания входной цепи при согласовании

$$П = 2df_0. \qquad (13\text{-}79)$$

Коэффициент трансформации для согласования с фидером

$$m_{1с} = \sqrt{\frac{g}{g_A}}. \qquad (13\text{-}80)$$

Расстояние от замкнутого конца линии до точки присоединения фидера к сеточной трубе

$$l_1 = \frac{\lambda_0}{2\pi} \arcsin \left[ m_{1с} \sin\left(2\pi \frac{l}{\lambda_0}\right)\right]. \qquad (13\text{-}81)$$

Так как потери в резонансной линии малы, то коэффициент передачи входной цепи при согласовании определяется по формуле (13-53).

**Пример 7.** Рассчитать входную цепь с резонансной линией по следующим данным: $f_0 = 500$ *Мгц*; $g_A = 14\,000$ *мксим*; $l = 10$ *м*; $\beta = 0{,}11$ *дб/м*; лампа 6С5Д; $g_{вх} = 1\,250$ *мксим*; $C_{вх} = 2{,}35$ *пф*; диаметр дисков выводов катода и сетки лампы $D_{к.л} = 26{,}2$ *мм* и $D_{с.л} = 20{,}6$ *мм*.

Результат расчета: $D_к = 36$ *мм*; $d_к = 38$ *мм*; $D_с = 20{,}6$ *мм*; $d_с = 22{,}6$ *мм*; $W = 31$ *ом*; $\lambda_0 = 60$ *см*; $l = 12{,}9$ *см*; $C_э = 8{,}43$ *пф*; $L_э = 0{,}012$ *мкгн*; $R_1 = 1{,}34 \cdot 10^{-3}$ *ом/см*; $d_л = 0{,}41 \cdot 10^{-3}$; $g_л = 10{,}8$ *мксим*; $g = 1260{,}8$ *мксим*; $d = 4{,}74 \cdot 10^{-2}$; $П = 47{,}5$ *Мгц*; $m_{1с} = 0{,}3$; $l_1 \approx 2{,}8$ *см*; $\beta l = 1{,}1$; $K_ф = 0{,}87$; $K_{ос} = 1{,}45$.

## 13-4. УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

### Эквивалентная схема каскада УРЧ

Усилитель состоит из усилительного прибора (электронная лампа, транзистор) и нагрузки (резонансный контур и вход следующего прибора), настраиваемой в заданном диапазоне частот. Связь контура с усилительным прибором в большинстве случаев трансформаторная или автотрансформаторная. Для уменьшения числа конденсаторов переменной емкости каскады УРЧ выполняются с одиночными контурами.

Назначение УРЧ состоит в усилении напряжения сигнала, повышении отношения сигнала к шуму и в увеличении избирательности преселектора.

На частотах до 100 *Мгц* применяются схемы с общим катодом на пентоде, с общим эмиттером на транзисторе, с общей сеткой на триоде и каскодная схема (катодно-сеточная) на триодах или каскодная схема на транзисторах. На частотах 100—350 *Мгц* применяются схемы с общей сеткой, с общим эмиттером, с общей базой и каскодная схема. На частотах 350—1 000 *Мгц* применяется схема с общей сеткой.

Входная и выходная проводимости лампы возрастают пропорционально квадрату частоты и на СВЧ становятся соизмеримыми с резонансным сопротивлением контура. Для получения наибольшего усиления каскады УРЧ работают в режиме согласования (пересчитанная входная проводимость лампы следующего каскада должна равняться выходной проводимости лампы усилительного каскада).

Рис. 13-24 Эквивалентная схема усилительного каскада.

Входная и выходная проводимости транзисторов значительно больше, чем ламп. Поэтому для получения наибольшего усиления при заданной полосе пропускания транзистор слабо связывают с контуром. Наибольший коэффициент усиления каскад будет иметь в режиме согласования.

Пользуясь эквивалентной схемой (рис. 13-24), рассмотрим необходимые соотношения, характеризующие работу каскада УРЧ.

Коэффициенты трансформации

$$m_1 = \frac{U_{вых1}}{U_{кон}} < 1 \text{ и } m_2 = \frac{U_{вх2}}{U_{кон}} < 1. \qquad (13\text{-}82)$$

Коэффициент усиления каскада на резонансной частоте

$$K_0 = \frac{U_{вх2}}{U_{вх1}} = Sm_1 m_2 R_{к.э}, \qquad (13\text{-}83)$$

где

$$R_{к.э} = \frac{\omega_0 L}{d} = \frac{1}{g_{к.э}} = \frac{1}{m_1^2 g_{вых1} + g_к + m_2^2 g_{вх2}}$$

— полное резонансное сопротивление контура с учетом шунтирующего действия выходной проводимости усилительного прибора и входной проводимости усилительного прибора следующего каскада;

$g_к$ — собственная резонансная проводимость контура.

Полное затухание контура равно:

$$d = d_к + m_1^2 g_{вых1} \omega_0 L + m_2^2 g_{вх2} \omega_0 L, \qquad (13\text{-}84)$$

где $d_к$ — собственное затухание контура.

Полная емкость контура

$$C = C_0 + C_к + m_1^2 (C_{вых1} + C_{м2}) + m_2^2 (C_{вх2} + C_{м2}). \qquad (13\text{-}85)$$

Коэффициент усиления каскада при расстройке

$$K_0 = \frac{Sm_1 m_2 R_{к.э}}{\sqrt{1+\xi^2}}, \qquad (13\text{-}86)$$

где $\xi = 2\Delta f / df_0$ — обобщенная расстройка.

Коэффициент усиления каскада на резонансной частоте при заданной полосе пропускания и в режиме согласования

$$(m_{1с}^2 g_{вых1} = m_{2с}^2 g_{вх2})$$

равен:

$$K_{0с} = \frac{S}{2\sqrt{g_{вых1} g_{вх2}}} \left(\frac{d - d_к}{d}\right). \qquad (13\text{-}87)$$

Полное затухание контура в режиме согласования

$$d = d_к + 2m_{2с}^2 g_{вх2} = d_к + 2m_{1с}^2 g_{вых1}, \qquad (13\text{-}88)$$

а коэффициенты трансформации равны:

$$\left.\begin{aligned} m_{1с} &= \sqrt{\frac{d - d_к}{2g_{вых1}} \frac{1}{\omega_0 L}}; \\ m_{2с} &= \sqrt{\frac{d - d_к}{2g_{вх2}} \frac{1}{\omega_0 L}}. \end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}89)$$

Уравнение частотной характеристики каскада

$$Y = \frac{K}{K_0} = \frac{K_с}{K_{0с}} = \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}}. \qquad (13\text{-}90)$$

В лампах и транзисторах из-за наличия проходной проводимости имеется внутренняя обратная связь (действие выходного напряжения через проходную проводимость на входное напряжение каскада), которая может вызвать самовозбуждение каскада или исказить форму частотной характеристики входного контура. Наиболее сильна обратная связь у транзисторов. Применить нейтрализацию обратной связи в диапазоне частот сложно. Поэтому в большинстве случаев устойчивую работу усилителя можно осуществить, выбрав меньший коэффициент усиления каскада.

Коэффициент усиления каскада, при котором действие внутренней обратной связи изменяет полосу пропускания входного контура не более чем на 10% и незначительно искажает частотную характеристику, называется **коэффициентом устойчивого усиления** $K_{уст}$.

В. И. Сифоровым показано для усилителя с любым числом каскадов с общим катодом

$$K_{уст} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{S}{\omega (C_{а.с} + C_п)}},$$

где $S$ — крутизна, $C_{а.с}$ — проходная емкость лампы, $C_п$ — емкость ламповой панели, равная $\approx 0{,}01$ *пф*.

Для устойчивой работы каскада должно выполняться условие $K_0 \leqslant K_{уст}$.

Электровакуумные триоды имеют меньшие собственные шумы, чем пентоды, поэтому на СВЧ для повышения реальной чувствительности приемников в первом каскаде УРЧ применяются триоды.

Применению триодов в схеме с общим катодом препятствует большая проходная емкость $C_{а.с}$, вызывающая большую внутреннюю обратную связь. В схеме с общей сеткой триоды имеют относительно малую проходную емкость $C_{а.к}$ и сама схема более устойчива. Поэтому триоды применяются в схеме с общей сеткой, в схеме с общей промежуточной точкой, а в схеме с общим катодом при нейтрализации обратной связи.

Каскодная схема состоит из двух усилительных приборов, включенных по схеме: общий катод — общая сетка (два триода) или общий эмиттер — общая база (два транзистора). В каскодной схеме первый каскад работает на большую входную проводимость второго каскада и его коэффициент усиления по напряжению мал и приблизительно равен единице, а по мощности — сравнительно велик. Второй каскад имеет большой коэффициент усиления по напряжению и малый коэффициент усиления по мощности.

Внутренняя обратная связь в каскодной схеме мала, так как оба усилительных прибора эквивалентны одному с малой проходной проводимостью.

Коэффициент шума приемника в основ-

ном определяется шумом его первых двух каскадов

$$N = N_1 + \frac{N_2 - 1}{K_{p\text{н}1}}, \qquad (13\text{-}91)$$

где $K_{p\text{н}1}$ — номинальный коэффициент усиления по мощности первого каскада.

Так как в каскодной схеме $K_{p\text{н}1}$ имеет большую величину, то практически коэффициент шума приемника равен коэффициенту шума первого каскада.

На частотах выше 1 000 *Мгц* лампы теряют усилительные свойства, их коэффициент шума возрастает и применение УРЧ на обычных лампах становится нецелесообразным. Для улучшения чувствительности приемников применяются УРЧ на лампе бегущей волны (ЛБВ), туннельные усилители, параметрические и молекулярные усилители (мазеры).

### Ламповый каскад УРЧ с трансформаторным включением контура

Схема каскада на пентоде с трансформаторным включением контура в анодную цепь приведена на рис. 13-25. Выходным сопротивлением усилительной лампы и входным сопротивлением следующей лампы на длинных и средних волнах можно пренебречь, так как для этих частот они велики.

Исходные данные для расчета [Л. 20, 21, 32, 46]: крайние частоты диапазона $f_{\text{мин}}$ (*кгц*), $f_{\text{макс}}$ (*Мгц*); затухание контура $d$ или полоса пропускания каскада $П$; минимальная и максимальная емкости конденсатора настройки $C_{\text{мин}}$, $C_{\text{макс}}$ (*пф*); коэффициент усиления каскада $K_0$; тип лампы и ее параметры: $S$ — крутизна (*ма/в*), выходная и проходная емкости $C_{\text{вых}}$, $C_{\text{а.с}}$ (*пф*), проводимость $g_{\text{вых}}$ (*мксим*), входная емкость и проводимость следующего каскада $C_{\text{вх.2}}$, $g_{\text{вх2}}$ (*пф* и *мксим* соответственно).

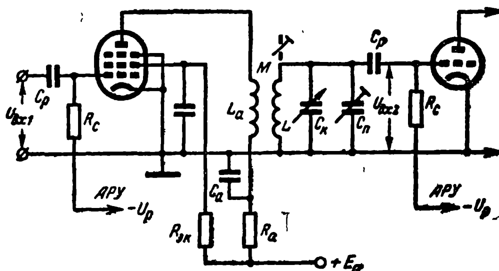



Рис. 13-25. Схема УРЧ на пентоде с трансформаторным включением контура.

Порядок расчета. Сначала находим необходимые данные по расчетным формулам § 13-3 — среднюю емкость подстроечного конденсатора (13-25), затем индуктивность контура по формуле (13-26). Величины $R_c$ и $C_p$ находятся по формулам (13-29) и (13-30).

Из условия устойчивости каскада ($K_0 \leqslant K_{\text{уст}}$) находим коэффициент трансформации

$$m = \frac{0{,}5d}{\omega_{\text{макс}} L \sqrt{\omega_{\text{макс}} (C_{\text{а.с}} + C_{\text{п}}) S}}. \qquad (13\text{-}92)$$

Полагая затухание контура на минимальной частоте поддиапазона равным заданному $d_1 = d$, находим собственное затухание контура

$$d_{\text{к}} = d_1 - 2\pi f_{\text{мин}} L \times$$
$$\times \left(m^2 g_{\text{вых}1} + g_{\text{вх}2}\right) \qquad (13\text{-}93)$$

и затухание контура на максимальной частоте поддиапазона

$$d_2 = d_{\text{к}} + 2\pi f_{\text{макс}} \times$$
$$\times \left(m^2 g_{\text{вых}1} + g_{\text{вх}2}\right). \qquad (13\text{-}94)$$

На длинных и средних волнах $g_{\text{вых}1} = g_r$ и $g_{\text{вх}2}$ очень малы. Ими можно пренебречь и считать в поддиапазоне частот

$$d_{\text{к}} = d. \qquad (13\text{-}95)$$

Коэффициенты усиления каскада на крайних частотах поддиапазона:

$$\left. \begin{aligned} K_{01} &= Sm \frac{2\pi f_{\text{мин}} L}{d_1}; \\ K_{02} &= Sm \frac{2\pi f_{\text{макс}} L}{d_2}. \end{aligned} \right\} \qquad (13\text{-}96)$$

Индуктивность анодной катушки связи

$$L_a = \left(\frac{m}{k}\right)^2 L, \qquad (13\text{-}97)$$

где $k$ — коэффициент связи между катушками, по конструктивным условиям $K = 0{,}4 \div 0{,}6$.

Более равномерный коэффициент усиления внутри поддиапазона можно получить, если собственную частоту анодной цепи выбрать равной

$$f_{\text{а.ц}} = (0{,}6 \div 0{,}8) f_{\text{мин}}. \qquad (13\text{-}98)$$

Для этого параллельно анодной катушке включается конденсатор $C_{\text{к.а}} = 200 \div 500$ *пф* и индуктивность $L_a$ определяется по формуле (13-51).

Коэффициент усиления каскада, настроенного на частоту $f$

$$K_0 = \frac{S}{\left|\left(\frac{f}{f_{\text{а.ц}}}\right)^2 - 1\right|} m \frac{2\pi f L}{d}. \qquad (13\text{-}99)$$

**Пример 8.** Рассчитать каскад с трансформаторным включением контура по следующим данным: $f_{\text{мин}} = 520$ *кгц*; $f_{\text{макс}} = 1{,}6$ *Мгц*; $d = 0{,}02$; $C_{\text{мин}} = 11$ *пф*; $C_{\text{макс}} = 500$ *пф*; $K_0 \geqslant 25$; тип лампы 6К4П; $S = 4{,}4$ *ма/в*; $C_{\text{вых}} = 5$ *пф*; $C_{\text{а.с}} = 0{,}0035$ *пф*; $C_{\text{вх2}} = 5$ *пф*.

Результаты расчета: $L=194$ *мкгн*; $C_{п.ср}=15$ *пф*; $R_c=1$ *Мом*; $C_p=150$ *пф*; $m\approx0{,}18$; $d_1=d_2=d=0{,}02$; $K_{0мин}=25$; $K_{0макс}=77$; $L_a=25$ *мкгн*.

## Транзисторный каскад УРЧ

Каскад УРЧ без нейтрализации по схеме с общим эмиттером с автотрансформаторным включением контура и с трансформаторной связью со следующим каскадом изображен на рис. 13-26. Устойчивость каскада достигается соответствующим уменьшением

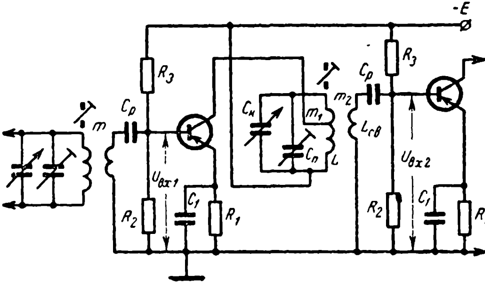



Рис. 13-26. Схема каскада УРЧ на транзисторе с общим эмиттером с автотрансформаторным включением контура и с трансформаторной связью следующего каскада.

его коэффициента усиления. Резисторы $R_1$, $R_2$ и $R_3$ создают стабилизированное напряжение смещения базы (рассчитываются так же, как и для каскада УНЧ).

Исходные данные для расчета [Л. 12, 26, 36, 43, 85]: крайние частоты поддиапазона $f_{мин}-f_{макс}$; затухание контура $d=\frac{П}{f_{мин}}$, обеспечивающее требуемую полосу пропускания на $f_{мин}$; минимальная и максимальная емкости конденсатора настройки $C_{мин}$ и $C_{макс}$; коэффициент усиления каскада $K_0$; тип транзистора и его параметры; входные емкость и проводимость $C_{вх2}$ и $g_{вх2}$ следующего транзисторного каскада.

Порядок расчета. Для расчета усилителя необходимо иметь параметры смешанной моделирующей схемы $r'_б$, $C_{б.э}$, $C_{б.к}$, $g_{б.э}$, $g_{к.э}$ и $S_0$, которые не приводятся в справочниках. Можно измерить эти параметры или рассчитать их через параметры, приведенные в справочниках: $\alpha_0$, $r'_б$ или $\tau_{б.к}=r'_б C_к$, $C_к$, $f_\alpha$ и выходные характеристики $I_к=f(I_б, U_к)$. Выбирают рабочую точку на выходных характеристиках и находят для нее $I_{0к}$, $U_{0к}$ и $I_{0б}$ [Л. 85].

Сопротивление базы на высокой частоте

$$r'_б=\frac{\tau_{б.к}}{C_к}. \qquad (13\text{-}100)$$

Сопротивление эмиттерного перехода

$$r_э\approx\frac{26}{I_{0э}}=\frac{26}{I_{0к}}\alpha_0, \qquad (13\text{-}101)$$

где $r_э$ в (*ом*); $I_{0к}$ в (*ма*).

Сопротивление база — эмиттер

$$r_{б.э}\approx\frac{r_э}{(1-\alpha_0)}. \qquad (13\text{-}102)$$

Емкость база — коллектор

$$C_{б.к}=C_к. \qquad (13\text{-}103)$$

Емкость база — эмиттер

$$C_{б.э}=\frac{\alpha_0}{2\pi f_\alpha\, r_{б.э}(1-\alpha_0)}. \qquad (13\text{-}104)$$

Крутизна на нулевой частоте (*ма/в*)

$$S_0\approx\frac{\alpha_0}{r_э}\approx\frac{\alpha_0}{26}I_э=\frac{I_к}{26}, \qquad (13\text{-}105)$$

где $R_э$ (*ом*); $I_к$ и $I_э$ — (*ма*).

Сопротивление коллектор — эмиттер определяется по выходным характеристикам. Задаваясь приращением $\Delta U_к$ относительно $U_{0к}$, определяют приращение $\Delta I_к$ и находят

$$r_{к.э}=\frac{1}{g_{к.э}}=\frac{\Delta U_к}{\Delta I_к}. \qquad (13\text{-}106)$$

Определив величину

$$\omega'_{мин}\tau=2\pi\cdot10^{-6}f_{мин}C_{б.э}r'_б \qquad (13\text{-}107)$$

(*Мгц, пф, ом*) и $\omega_{макс}\tau$, определяют на крайних частотах поддиапазона входные и выходные параметры [Л. 85]:

$$g_{вх}\approx g_{б.э}\frac{1+\omega^2\tau C_{б.э}r_{б.э}}{1+\omega^2\tau^2}; \qquad (13\text{-}108)$$

$$C_{вх}\approx\frac{C_{б.э}}{1+\omega^2\tau^2}; \qquad (13\text{-}109)$$

$$g_{вых}\approx g_{к.э}+\frac{\omega^2\tau S_0 C_{б.к}r'_б}{1+\omega^2\tau^2}; \qquad (13\text{-}110)$$

$$C_{вых}\approx C_{б.к}\frac{S_0 r'_б}{1+\omega^2\tau^2}. \qquad (13\text{-}111)$$

На частотах $f<1{,}5$ *Мгц* $\omega^2\tau^2\ll1$.

Определяют коэффициент перекрытия поддиапазона $K_{пд}=1{,}05\frac{f_{макс}}{f_{мин}}$ и находят индуктивность контура по формуле (13-26). Задаваясь коэффициентом трансформации в коллекторной цепи $m_1=0{,}02\div0{,}1$ и собственным затуханием контура $d_к=0{,}008\div0{,}012$, находят коэффициент трансформации $m_2$ для заданной полосы пропускания на минимальной частоте поддиапазона

$$m_2=\sqrt{\frac{10^6\dfrac{d-d_к}{2\pi f_{мин}L}-m_1^2 g_{вых1}}{g_{вх2}}}, \qquad (13\text{-}112)$$

где $g$ — в *мксим*; $f_{мин}$ — в *Мгц*, $L$ — в *мкгн*.

Задаваясь емкостью монтажа $C_{м1}$ и $C_{м2}$, находят среднюю емкость подстроечного конденсатора

$$C_{п.ср}=\frac{C_{к.макс}-K_{пд}^2 C_{к.мин}}{K_{пд}^2-1}-$$
$$-\left[C_0+m_1^2\left(C_{вых1}+C_{м1}\right)+\right.$$
$$\left.+m_2^2\left(C_{вх2}+C_{м2}\right)\right]. \quad (13\text{-}113)$$

Определяют индуктивность контура по (13-26). Определяют полное затухание контура на $f_{макс}$

$$d'=d_к+\omega_{макс}L\left(m_1^2 g_{вых1}+m_2^2 g_{вх2}\right) \quad (13\text{-}114)$$

и находят для крайних частот поддиапазона коэффициенты усиления каскада:

$$\left.\begin{aligned} K_{01}&=\frac{S_0}{\sqrt{1+\omega_{мин}^2\tau^2}}m_1m_2\frac{2\pi f_{мин}L}{d};\\ K_{02}&=\frac{S_0}{\sqrt{1+\omega_{макс}^2\tau^2}}m_1m_2\frac{2\pi f_{макс}L}{d'}.\end{aligned}\right\} (13\text{-}115)$$

Коэффициент усиления должен быть не больше устойчивого коэффициента усиления

$$K_{02}\leqslant K_{уст}=\frac{0{,}5}{\sqrt{1{,}1+\omega_{макс}\tau}}\times$$
$$\times\sqrt{\frac{S_0}{\omega_{макс}C_{б.к}}}, \quad (13\text{-}116)$$

Формула (13-116) справедлива при условии $\omega C_{б.к}\gg g_{б.к}$, которое обычно выполняется. Если условие устойчивости не выполняется, то следует уменьшить величину $m_1$ и произвести соответствующий перерасчет. Полоса пропускания на максимальной частоте поддиапазона

$$П_{макс}=d' f_{макс}.$$

Индуктивность катушки связи определяют по формуле (13-36). Емкость разделительного конденсатора определяют по формуле

$$C_р\geqslant 3{,}5\times$$
$$\times\frac{\sqrt{g_{вх2}^2+39{,}5\left(f_{мин}C_{вх2}\right)^2}}{f_{мин}}, \quad (13\text{-}117а)$$

где $f$ — в *Мгц*, $C$ — в *пф*, $g_{вх2}$ — в *мксим*.

Емкость конденсатора в цепи эмиттера определяют по формуле

$$C_1\geqslant\frac{S_0}{3\sqrt{1+\omega_{мин}^2\tau^2}\,R_1}. \quad (13\text{-}117б)$$

**Пример 9.** Рассчитать каскад с автотрансформаторным включением контура на транзисторе П403 по следующим данным: $f_{мин}=520$ *кгц*; $f_{макс}=1\,600$ *кгц*; $d=0{,}023$ на $f_{мин}$; $C_{мин}=10$ *пф*; $C_{макс}=365$ *пф*; $K_0\geqslant 8$; $C_{вх2}=110$ *пф*; $g_{вх2}=1\,000$ *мксим*.

Результаты расчета: $I'_{0к}=1{,}3$ *ма*; $S_0=50$ *ма/в*; $r_0=50$ *ом*; $C_{б.к}=3{,}5$ *пф*; $C_{вых}=9$ *пф*; $g_{вых}=50$ *мксим*; $K_{пд}=3{,}23$; $L=262$ *мкгн*; принимаем $m_1=0{,}05$ и $d_к=0{,}01$; $m_2=0{,}09$; $C_{п.ср}\approx 12$ *пф*; $K_{01}=9{,}4$; $d'=0{,}039$; $K_{02}=15$; $K_{уст}=16$; $П_{макс}=62$ *кгц*.

### Транзисторная каскодная схема

Один из вариантов каскодной схемы общий эмиттер — общая база (*ОЭ—ОБ*) приведен на рис. 13-27. Эта схема с последовательным питанием транзисторов. Отрицательное напряжение смещения на базах транзисторов $T_1$ и $T_2$ создается делителем напряжения, состоящим из резисторов $R_2R_3$ и $R_4R_5$. В каскодной схеме почти полностью отсутствует внутренняя обратная связь в широком диапазоне частот, но при этом необходимо применение двух транзисторов и соответствующее увеличение потребляемой мощности от источника питания.

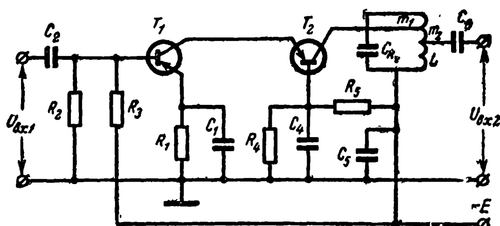



Рис. 13-27. Каскодная схема общий эмиттер — общая база.

Каскодную схему можно рассматривать как один транзистор с весьма малой внутренней обратной связью [Л. 13]. Поэтому расчет каскодной схемы производится так же, как и расчет транзисторного каскада с общим эмиттером. Устойчивость каскада не проверяется. Коэффициент усиления напряжения каскодной схемы равен коэффициенту усиления второго каскада, а коэффициент шума — коэффициенту шума первого каскада.

### Усилительный каскад СВЧ с автотрансформаторным включением контура

Схема каскада на пентоде с автотрансформаторным включением контура и неполным включением входа следующей лампы (рис. 13-28) применяется на частотах ниже 100 *Мгц*.

Исходные данные для расчета [Л. 20, 21, 33, 34, 36]: крайние частоты поддиапазона

$f_{мин}$ — $f_{макс}$ или фиксированная частота $f_0$; затухание контура $d$ или полоса пропускания каскада $П = df_{рс}$; минимальная и максимальная емкости переменного конденсатора $C_{мин}$—$C_{макс}$; коэффициент усиления каскада $K_0$; тип лампы и ее параметры ($S$, $C_{вых1}$, $C_{а.с}$ и $g_{вых1}$); входная емкость $C_{вх2}$ и входная проводимость $g_{вх2}$ лампы следующего каскада; коэффициент трансформации сеточной цепи усилительной лампы $m$.

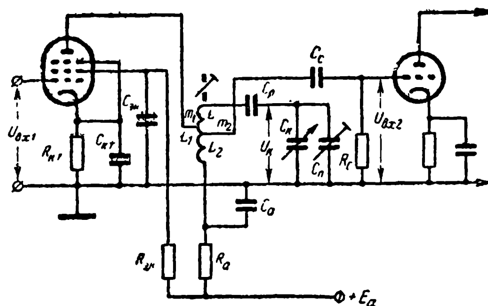


Рис. 13-28. Схема каскада УРЧ на пентоде с автотрансформаторным включением контура и неполным включением входа следующей лампы.

Порядок расчета. Если каскад работает в диапазоне частот, то определяют индуктивность контура по формуле (13-26). Если же каскад работает на фиксированной частоте, то задаются емкостью контура $C = 5 \div 15$ *пф* и определяют индуктивность контура по формуле (13-51).

Полагая $d_к \approx 0{,}01$, определяют коэффициент трансформации в анодной цепи лампы и сеточной цепи следующей лампы из условия получения заданной полосы пропускания, и максимального усиления на средней частоте поддиапазона в режиме согласования.

$$\left.\begin{aligned} m_{1с} &= 400\sqrt{\frac{d - d_к}{2g_{вых1} f_{ср} L}}\,; \\ m_{2с} &= 400\sqrt{\frac{d - d_к}{2g_{вх2} f_{ср} L}}\,, \end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}118)$$

где $f$ — в *Мгц*, $L$ — в *мкгн*, $g$ — в *мксим*.

Среднюю емкость подстроечного конденсатора определяют по формуле (13-25).

Сосредоточенная емкость контура, *работающего на фиксированной частоте*,

$$C_к = C - \left[C_0 + m_{1с}^2 \left(C_{вых1} + C_{м1}\right) + m_{2с}^2 \left(C_{вх2} + C_{м2}\right)\right]. \qquad (13\text{-}119)$$

Коэффициент усиления каскада при согласовании на средней частоте поддиапазона

$$K_{с.ср} = \frac{10^3 S}{2\sqrt{g_{вых1} g_{вх2}}}\left(1 - \frac{d_к}{d}\right), \qquad (13\text{-}120)$$

где $S$ — в *ма/в*, $g$ — в *мксим*.

Коэффициент усиления каскада в поддиапазоне частот равен:

$$K_{0с} = K_{с.ср}\left(\frac{f_{ср}}{f}\right)^2. \qquad (13\text{-}121)$$

Коэффициент усиления каскада должен быть не больше коэффициента устойчивого усиления

$$K_{0с} \leqslant K_{уст} = 0{,}5\sqrt{\frac{S}{\omega\,(C_{а.с} + C_п)}}. \qquad (13\text{-}122)$$

Если получается $K_{0с} > K_{уст}$, то следует либо применить другой тип лампы, либо увеличить полосу пропускания каскада.

При широкой полосе пропускания может получиться $m_{1с} > 1$. Это показывает на то, что при заданной полосе пропускания нельзя выполнить согласование. В этом случае рассчитывают каскад на заданную полосу пропускания, положив $m_1 = 1$, а $m_2$ определяют из условия получения заданной полосы пропускания

$$m_2 = \sqrt{\frac{g - (g_к + g_{вых\,1})}{g_{вх2}}}, \qquad (13\text{-}123)$$

где $g = 2\pi C П$.

Коэффициент усиления каскада

$$K_0 = \frac{S}{g} m_2. \qquad (13\text{-}124)$$

Сопротивление в цепи сетки следующей лампы и емкости разделительных конденсаторов выбирают из следующих условий:

$$R_с \geqslant \frac{10^4}{(g_{вх2})_{f_{мин}}}, \qquad (13\text{-}125)$$

где $R_с$ — в *ком*, $g_{вх2}$ — в *мксим*;

$$\left.\begin{aligned} C_с &= (10 \div 20)\,C_{вх2}; \\ C_р &= (10 \div 20)\,C_{к.макс}; \\ C_а &\geqslant 100\,C_{к.макс}. \end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}126)$$

***Пример 10.*** *Рассчитать каскад УРЧ* с автотрансформаторным включением контура и неполным включением входа следующей лампы, если дано: $f_0 = 100$ *Мгц*; $d = 0{,}018$; $K_0 = 4$; лампа — 6Ж1П; $S = 5{,}2$ *ма/в*; $C_{вых1} = 2{,}45$ *пф*; $C_{а.с} = 0{,}025$ *пф*; $g_{вых1} = 17$ *мксим*; $C_{вх2} = 4{,}35$ *пф*; $g_{вх2} = 170$ *мксим*; $m = 0{,}18$.

Результаты расчета: $C = 10$ *пф*; $L = 0{,}253$ *мкгн*; $d_к = 0{,}015$; $m_{1с} = 0{,}76$; $m_{2с} = 0{,}24$; принимаем $C_0 = 2$ *пф*; $C_{м1} = C_{м2} =$

Таблица 13-1

| Типы ламп | Пентоды в триодном соединении | | | Триоды | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | 6Ж1П | 6Ж2П | 6Ж3П | 6Н15П | 6Н3П | 6С2П |
| Проходная емкость $C_{а.к}$ . . . . . | 4,0 | 1,8 | 2,9 | 0,5 | 0,5 | 0,35 |

$=3$ *пф*; $C_к=4{,}5$ *пф*; $K_{0с}=8<K_{уст}=8{,}6$; $R_c=60$ *ком*; $C_c=90$ *пф*; $C_p=200$ *пф*; $C_a=1\,000$ *пф*.

### Усилительный каскад СВЧ на триоде с общей сеткой

Схема каскада на триоде или пентоде в триодном включении с общей сеткой с непосредственным включением контура и не-

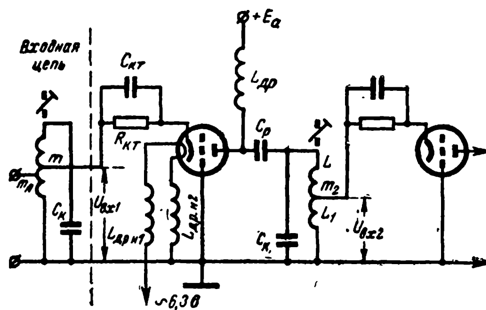



Рис. 13-29. Схема каскада УРЧ с общей сеткой с непосредственным включением контура и неполным включением входа следующей лампы.

полным включением входа следующей лампы (рис. 13-29) применяется на частотах выше 30 *Мгц* [Л. 20, 21, 33, 34].

Коэффициент устойчивого усиления каскада с общей сеткой в режиме согласования на входе равен [Л. 21]:

$$K_{уст}=SR_н=0{,}4\,\frac{S}{\omega C_{а.к}}. \quad (13\text{-}127)$$

В схеме с общей сеткой проходной является емкость лампы $C_{а.к}$.

В табл. 13-1 приведены величины проходной емкости для некоторых ламп в схеме с общей сеткой [Л. 46].

Входная и выходная проводимости лампы с общей сеткой равны:

$$\left.\begin{aligned} G_{вх}&=g_{вх}+S\,\frac{g_н}{g_{вых}+g_н}=\\ &=g_{вх}+S_д;\\ G_{вых}&=g_{вых}\,\frac{g_{вх}+g_г}{g_{вх}+S+g_г}, \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}128)$$

где $S_д=S\,\dfrac{g_н}{g_{вых}+g_н}$ — динамическая крутизна;

$g_{вх}$ и $g_{вых}$ — входная и выходная проводимости лампы в схеме с общим катодом;

$g_н$ — проводимость нагрузки;

$g_г$ — проводимость источника сигнала.

При $g_н \gg g_{вых}$

$$G_{вх}\approx g_{вх}+S. \quad (13\text{-}129а)$$

Входная емкость

$$C_{вх.л}=C_{вх}-C_{а.к}K. \quad (13\text{-}129б)$$

Проводимость нагрузки каскада выбирают из условий получения полосы пропускания не менее заданной и устойчивости при согласовании на входе

$$\left.\begin{aligned} g_{н.п}&=m_2^2\,g_{вх2}=2\pi C\Pi-\\ &-g_{вых}-g_к;\\ g_{н.у}&\geqslant\frac{\omega C_{а.к}}{0{,}4}. \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}130а)$$

Выбирают $g_н$ наибольшую из двух величин $g_{н.п}$ и $g_{н.у}$ и затем находят коэффициент трансформации. Между выходным контуром каскодной схемы и входом следующего каскада

$$m_2=\sqrt{\frac{g_н}{g_{вх2}}}. \quad (13\text{-}130б)$$

Коэффициент усиления каскада

$$K_0=\frac{S}{g_{вых}+g_к+g_н}\,m_2. \quad (13\text{-}130в)$$

Индуктивность анодного дросселя выбирается из условия

$$L_{др}=(10\div 20)\,L. \quad (13\text{-}131а)$$

Индуктивность дросселей в цепи накала выбирается такой величины, чтобы исключить влияние емкости нить накала — катод $C_{н.к}$ на емкость контура

$$L_{др.н1}=L_{др.н2}=\frac{2{,}53\cdot 10^4}{C_{нк}\left(\dfrac{f}{3\div 5}\right)^2}, \quad (13\text{-}131б)$$

где $L$ — в *мкгн*, $C_{н.к}$ — в *пф* и $f$ — в *Мгц*.

Исходные данные расчета те же, что и для каскада с автотрансформаторным включением контура.

**Пример 11.** Рассчитать каскад с общей сеткой и неполным включением входа лампы следующего каскада, если дано: $f_0=200$ *Мгц*; $П\geqslant 10$ *Мгц*; $K_0\geqslant 5$; лампа 6С2П; $S=12$ *ма/в*; $C_{вх1}=5{,}5$ *пф*; $C_{вых1}=4{,}15$ *пф*; $g_{вх1}=960$ *мксим*; $g_{вых1}=218$ *мксим*; $C_{вх2}=4$ *пф*; $g_{вх2}=2\,500$ *мксим*.

Результаты расчета: $C=10$ *пф*; $L=0{,}06$ *мкгн*; $g_н=1\,100$ *мксим*; $d_к=0{,}01$; $m_2=0{,}67$; $П=17{,}5$ *Мгц*; $K_0=5{,}5$; $C_o=2$ *пф*; $C_{м1}=C_{м2}=2$ *пф*; $C_к=0$; $L_{др}=0{,}6$ *мкгн*; $C_р=100$ *пф*; $L_{др.н1}=L_{др.в2}=1$ *мкгн*; $G_{вх}=10\,960$ *мксим*; $C_{вх\,п}=3.6$ *пф*.

### Каскад УРЧ с общей сеткой и резонансными линиями

Схема двухкаскадного усилителя радиочастоты с общей сеткой на СВЧ лампах с резонансными линиями и его эквивалентная схема приведены на рис. 13-30.

Исходные данные для расчета те же, что и для каскада с автотрансформаторным включением контура [Л. 20, 21, 33, 34, 46].

Порядок расчета. По конструктивным соображениям выбирают диаметры труб анодного и катодного контуров такими,

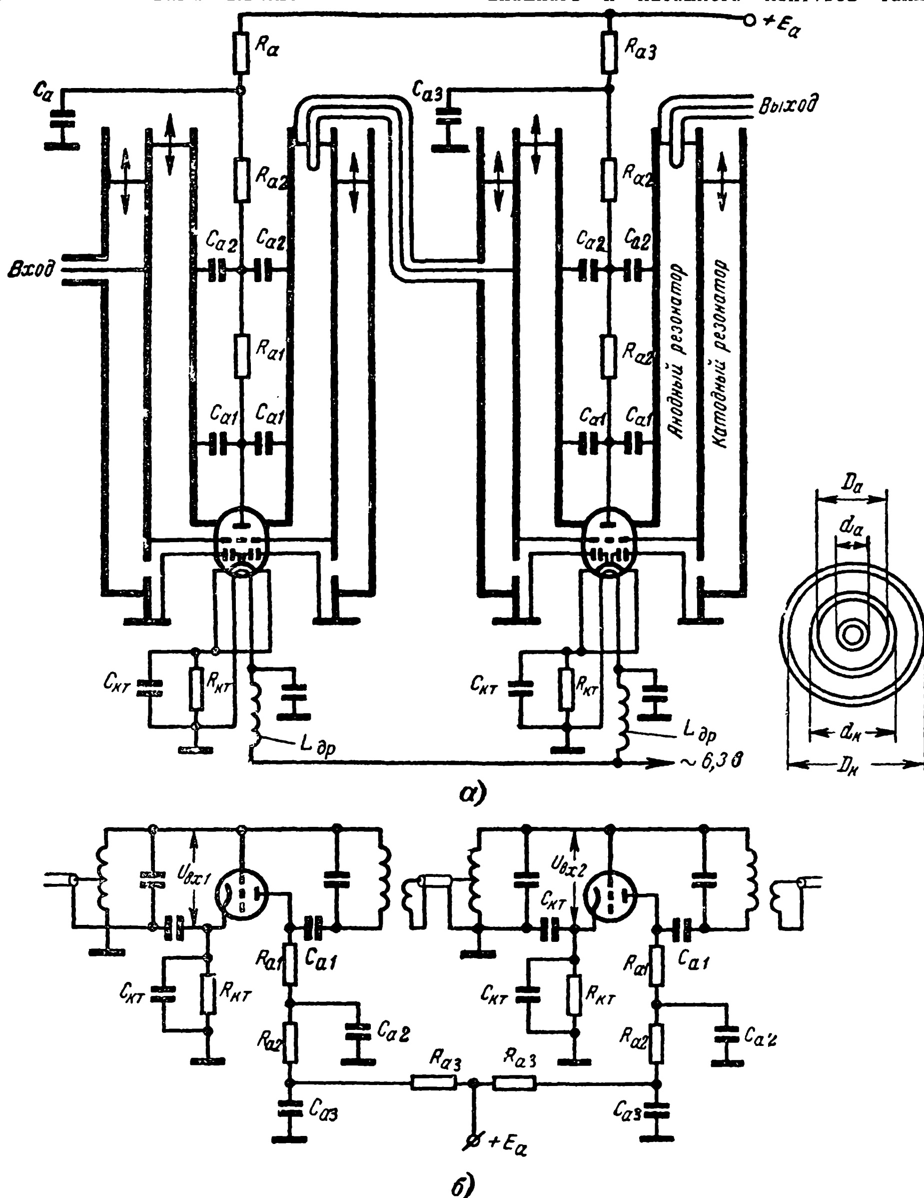



Рис 13-30. Схема двухкаскадного УРЧ с общей сеткой на СВЧ лампах с резонансными линиями (*а*); эквивалентная схема (*б*).

чтобы их можно было соединить с дисковой лампой (см. расчет входной цепи с резонансной линией).

Определяют волновое сопротивление катодной и анодной линий по формуле (13-70) и находят длину волны по формуле (13-71). Длины катодной и анодной линий находятся с учетом емкостей $C_{вх}$ и $C_{вых}$ лампы из выражения (13-72). Эквивалентные емкости и индуктивности контуров находят из уравнений (13-73) и (13-51). Определяются погонное сопротивление линии и ее затухание по формулам (13-74), (13-75). Находят резонансную проводимость линий и полную резонансную проводимость по формулам (13-76), (13-77). Полные затухания линий $d_к$ и $d_а$ находятся по формуле (13-78).

Анодной нагрузкой усилительной лампы каскада является анодный резонатор, связанный с катодным резонатором следующей лампы. Коэффициент переходной связи равен:

$$k_{пер} = \sqrt{\frac{d_к^2 + d_а^2}{2}}, \qquad (13\text{-}132)$$

где $d_к$ и $d_а$ — полные затухания катодного и анодного контуров.

Конструктивный расчет петель связи очень затруднителен, и поэтому они подбираются экспериментально.

Коэффициент усиления каскада при критической связи равен:

$$K_0 = \frac{1{,}41 \cdot 10^3 S}{2\pi f_0 \sqrt{C_{э.к} C_{э.а}}} \frac{\sqrt{d_к^2 + d_а^2}}{(d_к + d_а)^2}, \qquad (13\text{-}133)$$

где $S$ — в *ма/в*, $C_{э.к}$ и $C_{э.а}$ — эквивалентные емкости контуров, *пф*, $f_0$ — в *Мгц*.

Коэффициент усиления каскада должен быть не больше устойчивого (13-127).

### Каскодная ламповая схема

Каскодная ламповая схема состоит из двух усилительных каскадов на триодах — первый с общим катодом — второй с общей сеткой (рис. 13-31) и характерна малым коэффициентом шума. Входная проводимость первого каскада значительно меньше, чем каскада с общей сеткой, вследствие чего первый каскад устойчив и имеет малое усиление по напряжению.

Катушка $L_2$ входит в цепь постоянного катодного тока второй лампы и будучи настроена в параллельный резонанс с емкостью $C_{а.с}$ первой лампы компенсирует ее вредное влияние. Индуктивность $h_2$ определяют по формуле (13-51).

Полоса пропускания первого каскада во много раз больше полосы пропускания второго каскада, и поэтому полоса пропускания всей каскодной схемы определяется вторым каскадом.

Исходные данные для расчета [Л. 20, 21, 33, 34]: частота сигнала $f_0$; полоса пропускания $П$; коэффициент усиления $K_0$; типы первой и второй ламп и их параметры; входная емкость $C_{вх3}$ и входная проводимость $g_{вх3}$ лампы следующего каскада.

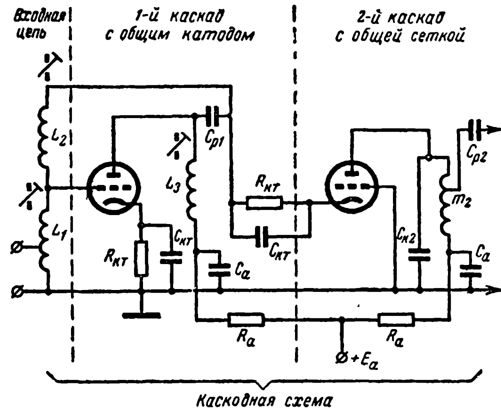



Рис. 13-31. Каскодная схема (катодно-сеточная схема).

Порядок расчета. Сначала рассчитывают второй каскад с общей сеткой. Полная емкость контура первого каскада

$$C_1 = C_{вых1} + C_{вх2} + C_м + C_0. \qquad (13\text{-}134)$$

Индуктивность контура первого каскада определяют по (13-51). Коэффициент усиления первого каскада

$$K_{01} = \frac{10^3 S_1}{g_{к1} + G_{вх2}} \approx \frac{10^3 S_1}{G_{вх2}}, \qquad (13\text{-}135)$$

где $S$ — в *ма/в*, $g_{к1}$ и $G_{вх2}$ — в *мксим*.

Коэффициент усиления каскодной схемы

$$K_0 = K_{01} K_{02}. \qquad (13\text{-}136)$$

Емкость разделительного конденсатора выбирается из условия

$$\omega C_2 \gg g_{вх2}, \qquad (13\text{-}137)$$

**Пример 12.** Рассчитать каскодный усилитель по следующим данным: $f_0 = 100$ *Мгц*; $П \geqslant 6$ *Мгц*; $K_0 \geqslant 8$; тип первой лампы 6Ж1П в триодном включении; ее параметры: $S_1 = 6{,}5$ *ма/в*, $C_{вх1} = 4$ *пф*, $C_{вых1} = 4{,}2$ *пф*, $g_{вых1} = 220$ *мксим*, $g_{вх1} = 178$ *мксим*; тип второй лампы 6С2П; ее параметры: $S_2 = 12$ *ма/в*, $C_{вх2} = 5{,}5$ *пф*, $C_{вых2} = 4{,}15$ *пф*, $C_{а.к} = 0{,}35$ *пф*, $g_{вых2} = 218$ *мксим*, $g_{вх2} = 240$ *мксим*; нагрузка второго каскада $C_{вх3} = 4$ *пф*; $g_{х3в} = 500$ *мксим*.

Результаты расчета: Второй каскад: $g_н=550$ *мксим*; $П=8,7$ *Мгц*; $m_3=0,83$; $d_к=0,01$; $K_{02}=12$; $C=10$ *пф*; $C_к=0$; $G_{вх2}=8\,840$ *мксим*; $C_{вх2}=1,5$ *пф*. Первый каскад: $C_{м1}=3$ *пф*; $C_0=1,5$ *пф*; $K_{01}=0,74$; $L_1=L_3=0,253$ *мкгн*; $C_{р1}=C_{р2}=140$ *пф*; $K_0=K_{01}K_{02}=8,9$; $L_2=12,5$ *мкгн*.

### Режим питания лампового каскада

*Расчет сопротивлений резисторов и емкостей блокировочных конденсаторов.* Цепи питания каскада служат для установления необходимого режима работы усилительного элемента по постоянному току. Сопротивление резистора в цепи катода определяется из условия получения необходимого напряжения смещения лампы $E_с$ при катодном токе $I_к$

$$R_{к.т}=\frac{|E_с|}{I_к};\quad I_к=I_а+I_э;. \quad (13\text{-}138)$$

Сопротивление резистора в цепи экранирующей сетки определяется в зависимости от заданного на ней напряжения $E_э$ и тока $I_э$

$$R_{э.к}=\frac{E-E_э}{I_э}, \quad (13\text{-}139)$$

где $E$ — напряжение источника питания.

Сопротивление резистора развязывающего фильтра в анодной цепи лампы должно быть таким, чтобы падение анодного напряжения на нем было не более 10% (обычно в пределах 1—3,3 *ком*).

Величины всех рассчитанных сопротивлений округляются до ближайшего номинального значения. Тип резистора выбирается по допустимой мощности рассеяния

$$(P_{рас})_{доп}=(1,2\div 2)\,P_{рас}=(1,2\div 2)\,I^2R=$$
$$=(1,2\div 2)\frac{U^2}{R}. \quad (13\text{-}140)$$

Для уменьшения паразитной обратной связи, создаваемой междуэлектродными емкостями, блокировочный конденсатор в цепи экранирующей сетки следует соединять с шасси усилителя и его емкость должна быть

$$C_{э.к}\geqslant 2,5\frac{C_{вх}C_{вых}}{C_{а.с}+C_п}. \quad (13\text{-}141)$$

Емкость блокировочного конденсатора в цепи катода лампы выбирается из условия

$$C_{к.т}\geqslant 10S_{к.т}C_{вх}R_{к.макс}, \quad (13\text{-}142)$$

где $S_{к.т}=S\left(1+\frac{I_э}{I_а}\right)$ — крутизна по катодному току;

$R_{к.макс}$ — максимальное резонансное сопротивление входного контура.

Емкость конденсатора анодного фильтра берется такой величины, чтобы его емкостное сопротивление было приблизительно в 100 раз меньше сопротивления $R_а$,

$$C_а\geqslant\frac{1,6\cdot 10^4}{fR_а}, \quad (13\text{-}143)$$

где $C_а$ — в *пф*; $f$ — в *Мгц*, $R_а$ — в *ком*.

Величина расчетной емкости конденсатора округляется до ближайшего номинального значения. Тип конденсаторов выбирается по номинальному напряжению, которое должно быть больше напряжения, приложенного к конденсатору,

$$E_{ном}=(1,2\div 1,5)\,E_{прилож}. \quad (13\text{-}144)$$

Режим работы ламп выбирается так, чтобы мощности рассеяния на аноде и экранирующей сетке лампы были на 20—50% меньше допустимых мощностей рассеяния.

### Коэффициент шума лампового УРЧ

Коэффициент шума собственно приемника в основном определяется шумом двух первых каскадов (см. стр. 86)

$$N=N_1+\frac{N_2-1}{K_{рн1}}. \quad (13\text{-}145)$$

Коэффициент шума приемника с фидером определяется выражением

$$N=\frac{1}{K_{р\,н.ф}}\left(N_1+\frac{N_2-1}{K_{рн1}}\right), \quad (13\text{-}145а)$$

где $K_{рн.ф}$ — номинальный коэффициент передачи мощности фидера.

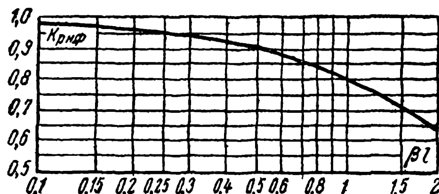



Рис. 13-32 Зависимость номинального коэффициента передачи мощности фидера от величины $\beta l$.

Зависимость коэффициента $K_{рн.ф}$ от длины фидера (характеризуется величиной $\beta l$) приведена на рис. 13-32.

Коэффициент шума первого каскада УРЧ $N_1$ достигает минимума при некотором рассогласовании с фидером, однако при этом убывает коэффициент передачи фидера. В случае длинных фидеров для получения наименьшего общего коэффициента шума целесообразно использовать режим согласования фидера с входом приемника, а при коротких фидерах лучше использовать приведенный выше режим рассогласования.

Коэффициент шума каскада на пентоде или триоде с общим катодом в режиме согласования на входе.

$$N_с = 2 + (h - 1)\frac{g_{вх}}{g} + 4R_ш\, g, \qquad (13\text{-}146)$$

где $h$ — относительная температура шумов катода (обычно от 3 до 5);

$R_ш$ — шумовое сопротивление лампы;

$g_{вх}$ — входная проводимость лампы;

$g = g'_к + g_{вх}$ — проводимость источника сигнала, пересчитанная ко входу лампы.

Коэффициент усиления номинальной мощности первого каскада с общим катодом при согласованном входе

$$K_{рн} = \frac{1}{4}\,\frac{S^2}{(g'_{к1}+g_{вх})(g_{вых}+g_{к2})}, \qquad (13\text{-}147)$$

где $g'_{к1}$ — резонансная проводимость первого контура, пересчитанная ко входу лампы;

$g_{к2}$ — проводимость второго контура.

Коэффициенты шума каскадов с общей сеткой в режиме согласования на входе

$$N_с = 1 + \frac{g'_{к1}}{g_{к1} + g_{вх} + S_д} + \frac{h\, g_{вх}}{g'_{к1} + g_{вх} + S_д} + R_ш\,\frac{\left(2g_{вх} + 2g'_{к1} + S_д\right)^2}{g'_{к1} + g_{вх} + S_д}, \qquad (13\text{-}148)$$

где

$$S_д = S\,\frac{g_н}{g_{вых}+g_н} \qquad (13\text{-}149)$$

— динамическая крутизна, а $g_н$ — активная проводимость нагрузки.

Номинальный коэффициент усиления мощности каскада с общей сеткой меньше, чем каскада с общим катодом, из-за большей входной проводимости

$$K_{рн} = \frac{1}{4}\,\frac{S}{(g'_{к1}+g_{вх}+S)(g_{вых}+g_{к2})}. \qquad (13\text{-}150)$$

Коэффициент шума каскодной схемы определяется первым каскадом (из-за большого коэффициента усиления номинальной мощности каскада). Если на входе допустимо рассогласование, то коэффициент трансформации на входе для достижения минимального коэффициента шума равен:

$$m_{1м.ш} = m_{1с} \times \sqrt[4]{1 + \frac{g'_к + h g_{вх}}{R_ш\, g^2}}, \qquad (13\text{-}151)$$

где $m_{1с}$ — коэффициент трансформации на входе в режиме согласования.

Минимальный коэффициент шума каскада равен:

$$N_{мин} = 1 + 2R_ш\, g + 2R_ш\, g \times \sqrt{1 + \frac{g'_{к1} + h\, g_{вх}}{R_ш\, g^2}}. \qquad (13\text{-}152)$$

При $R_ш g^2 > g'_к + h g_{вх}$ минимальный коэффициент шума первого каскада соответствует режиму согласования.

Для уменьшения коэффициента шума лампа выбирается по наименьшему отношению

$$R_ш/R_{вх} = R_ш\, g_{вх}.$$

### Коэффициент шума транзисторного УРЧ

На рис. 13-33 приведена зависимость коэффициента шума транзисторного каскада от частоты. Для всех схем включения (ОЭ, ОБ и ОК) коэффициент шума идентичен [Л. 13, 85] и определяется выражением

$$N = 1 + \frac{r_б}{R_г} + \frac{r_э}{2R_г} + \frac{(R_г + r'_б + r_э)^2}{2\alpha_0\, r_э\, R_г} \times \left[1 - \alpha_0 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2\right], \qquad (13\text{-}153)$$

где $R_г$ — сопротивление источника усиливаемого сигнала.

Формулу (13-152) можно преобразовать к виду

$$N = N_0 \left[1 + \left(\frac{f^2}{f_ш^2}\right)^2\right], \quad (13\text{-}154)$$

где

$$N_0 = 1 + \frac{r'_б}{R_г} + \frac{\delta}{2} + \left(1 + \delta + \frac{r'_б}{R_г}\right)^2 \frac{1-\alpha_0}{2\alpha_0 \delta}, \quad (13\text{-}155)$$

значение коэффициента шума в области средних частот, где он не зависит от частоты.

$$f_ш = f_\alpha \sqrt{1 - \alpha_0\left(1 - \frac{1}{1 + \frac{r'_б}{r_э} + \frac{R_г}{r_э}}\right)^2} \quad (13\text{-}156)$$

— верхняя шумовая частота транзистора, на которой $N = 2N_0$; $\delta = r_э/R_г$.

Коэффициент шума, вычисленный по формуле (13-154), имеет минимум при

$$\delta_{опт} = \frac{r_э}{R_г} = \sqrt{1-\alpha_0}\left(1 + \frac{r'_б}{R_г}\right). \quad (13\text{-}157)$$

При этом минимальное значение

$$N_{0\,мин} = \frac{1 + \frac{r'_б}{R_г}}{1 - \sqrt{1-\alpha_0}}. \quad (13\text{-}158)$$

Для получения минимального коэффициента шума первых каскадов УРЧ и УПЧ параметры и режим транзистора выбирают из следующих условий:

$$\left.\begin{aligned} f_\alpha &\geq f_{макс}\sqrt{\frac{1+\sqrt{1-\alpha_0}}{2\sqrt{1-\alpha_0}}}; \\ I_{0э} &\approx \frac{26}{\sqrt{1-\alpha_0}\,(r'_б + R_г)}; \\ I_{0к} &= \alpha_0 I_{0э}; \quad I_{0б} = (1-\alpha_0) I_{0э}, \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}159)$$

где $f_{макс}$ — максимальная частота поддиапазона; $I_{0э}$ — в *ма*, $r'_б$ и $R_г$ — в *ом*.

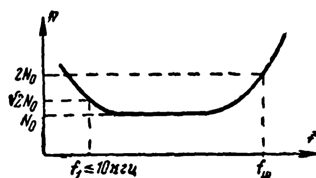



Рис. 13-33. Зависимость коэффициента шума транзисторного каскада от частоты.

Коэффициент усиления номинальной мощности транзисторного каскада

$$K_{рн1} \approx \frac{1}{4}\frac{S_0^2}{(1+\omega_0^2\tau^2)(g_{вх}\, g_{вых})}. \quad (13\text{-}160)$$

## 13-5. МАЛОШУМЯЩИЕ УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

### Усилители радиочастоты на ЛБВ

Применение малошумящих каскадов УРЧ (вместе с увеличением коэффициента усиления последующих каскадов) позволяет улучшить реальную чувствительность приемных устройств и увеличить дальность действия радиолиний.

Одним из малошумящих УРЧ является усилитель с лампой бегущей волны (ЛБВ).

*Принцип действия и параметры УРЧ с ЛБВ.* Усиливаемые сигналы подводятся к лампе с помощью волновода или какой-либо другой линии передачи. Внутри спирали, являющейся замедляющей системой, движется пучок электронов, эмиттируемых электронной пушкой, который сфокусирован с помощью магнитного или электрического поля. Этот пучок взаимодействует с полем волны. Скорость движения электронов в пространстве взаимодействия устанавливается несколько большей, чем скорость распространения волны в спирали. Электроны пучка, влетающие в замедленную электромагнитную волну, длительное время тормозятся полем волны. При этом происходит передача энергии от электронного пучка полю волны, т. е. усиление. Коэффициент усиления пропорционален длине спирали.

Использование современных образцов ЛБВ позволяет получить коэффициент шума от 3 до 15 *дб*. В последнее время разработан ряд специальных конструктивных и технологических мер, позволяющих создавать ЛБВ с еще лучшими шумовыми характеристиками.

Лампы бегущей волны способны работать в чрезвычайно широкой полосе частот. Они свободны от ограничений, присущих

другим видам УРЧ, ширина полос пропускания которых, как правило, составляет доли процентов от резонансной частоты и лимитируется избирательными свойствами резонансной системы, применяемой в приборе. В усилителях с ЛБВ полоса пропускания ограничивается переходными устройствами, соединяющими лампу с источником сигнала и нагрузкой, которые могут быть достаточно широкополосными, а также дисперсией замедляющей системы и некоторыми другими факторами, влияние которых при рациональном выборе конструкции лампы и режима ее работы может быть сведено к минимуму. Поэтому полоса пропускания большинства современных ЛБВ составляет 15—30%, а отдельных образцов— до 60% центральной частоты диапазона. Типовое значение коэффициента усиления по мощности ЛБВ — порядка 20—40 *дб*.

Диапазон рабочих частот находится в пределах от 50—100 *Мгц* до 60—90 *Ггц*, охватывая всю область сантиметровых волн с заходом в начало миллиметровых.

Отметим еще достаточно широкий динамический диапазон ЛБВ (60—80 *дб*), способность работать при больших перегрузках, а также хорошие эксплуатационные характеристики.

Большинство ЛБВ выпускается на срок службы до 5—10 тыс. *ч* и более и для работы в широком диапазоне температур окружающей среды.

Наряду с названными достоинствами при решении вопроса о применении ЛБВ следует иметь в виду и недостатки таких усилителей. Одним из основных недостатков ЛБВ является необходимость использования для фокусировки электронного пучка достаточно сильного магнитного поля, что требует применения дорогостоящих и громоздких постоянных магнитов или соленоидов. Вес арматуры ЛБВ может достигать 10—20 *кг*. При этом наряду со значительным увеличением габаритов и веса иногда приходится решать также и проблему охлаждения. Следует заметить, что в настоящее время все большее распространение получают так называемые периодические магнитные фокусирующие системы, представляющие собой набор кольцевых постоянных магнитов, расположенных так, что они создают вдоль лампы периодическое магнитное поле. Такие структуры обладают меньшими габаритами и весом порядка нескольких килограмм, однако коэффициент шума ЛБВ в случае применения периодических структур оказывается на 3—4 *дб* выше, чем при использовании постоянных магнитов.

*Расчет коэффициента усиления ЛБВ.* Для типового каскада коэффициент усиления относится к табличным данным и обычно составляет 20—40 *дб*. Тем не менее в некоторых случаях может понадобиться его аналитическое выражение:

$$K_p = 47{,}3CN - L - 9{,}54 \text{ дб}; \quad (13\text{-}161)$$

здесь $C = \left(\frac{I_0 \rho}{4U_c}\right)^{1/3}$ — параметр усиления;

$N = l/\lambda$ — число волн усиливаемых колебаний;

$\rho = 33{,}6\,\pi \frac{c}{U_в} e^{-\frac{4\pi a}{\lambda_c}}$ — волновое сопротивление замедляющей спирали;

$I_0$ — ток электронного пучка;

$U_c$ — ускоряющее напряжение;

$l$ — длина спирали;

$\lambda_c = \lambda_0 \frac{U_в}{c}$ — длина волны в спирали;

$\lambda_0$ — длина волны в свободном пространстве;

$c = 3 \cdot 10^{10}$ *см/сек* — скорость света;

$U_в$ — скорость распространения волны вдоль спирали;

$a$ — радиус спирали;

$L$ — потери в децибелах, вносимые поглотителем, помещаемым в ЛБВ для устранения самовозбуждения, и определяемые экспериментально для каждого конкретного вида поглотителя.

Из приведенного выражения следует, что усиление ЛБВ определяется конструкцией лампы и ее режимом. При этом коэффициент усиления тем больше, чем больше параметр усиления $C$ (обычно $C$ имеет значение, близкое к 0,02) и чем большее число волн укладывается вдоль замедляющей системы.

*Расчет коэффициента шума ЛБВ.* Основными причинами возникновения шумов в ЛБВ являются неравномерность вылета электронов из катода (дробовые шумы), а также то, что электроны эмиттируются «горячим» катодом со скоростями распределенными по закону Максвелла. Кроме того, в ЛБВ происходит перераспределение электронов между электродами. Указанные причины вызывают флуктуации плотности и скорости электронов в пучке. При движении вдоль замедляющей системы флуктуации электронов сохраняются и даже возрастают вследствие хаотического захватывания их положительно заряженной спиралью, а также поперечного движения электронов, происходящего из-за пространственного заряда пучка.

При расположении входа спирали в точках, соответствующих минимуму флуктуаций тока, коэффициент шума ЛБВ оказывается минимальным и равным

$$N_{мин} = 1 + \frac{1}{4}\left(1 - \frac{\pi}{4}\right)\frac{T_к}{T_0}\frac{U_{a1}}{U_{a2}} \times$$
$$\times \frac{1}{C}\left(1 + \text{tg}^2 \frac{\pi Z_i}{l_в}\right); \quad (13\text{-}162)$$

здесь $T_к$ — температура катода;

$T_0$ — температура окружающей среды, °K;

$U_{a1}$, $U_{a2}$ — напряжения на первом и втором анодах;

$l_в$ — длина шумовой волны (шумовыми волнами называют образующиеся вдоль оси электронного пучка периодические изменения спектральной плотности, флуктуаций плотности и скорости электронов; по длине спирали шумы изменяются как стоячие волны, образуя узлы и пучности);

$Z_i$ — расстояние от катода до ближайшего узла шумов в электронном токе.

Таким образом, коэффициент шума ЛБВ сложным образом зависит от параметров электронной пушки, режима лампы, отношения температур, а также коэффициента $C$ и может быть сведен к минимуму путем соответствующего выбора названных параметров.

Для приближенных расчетов коэффициента шума ЛБВ можно использовать формулу Пирса

$$N = 1 + 0{,}1075 \frac{T_к}{T_0} \frac{1}{C}. \quad (13\text{-}163)$$

Исследование частотной зависимости коэффициента шума показывает, что по мере удаления от центральной частоты диапазона коэффициент шума увеличивается. Поэтому в некоторых случаях диапазон ЛБВ определяется не уменьшением коэффициента усиления, а заданной степенью увеличения коэффициента шума.

Основными направлениями в улучшении шумовых характеристик современных ЛБВ являются: улучшение технологии производства, применение в ЛБВ специальных малошумящих электронных пушек, использование для фокусировки магнитных полей с большой напряженностью, а также применение охлаждения до температур жидкого гелия или азота.

Более подробно вопросы теории работы, расчета и применения ЛБВ рассмотрены в литературе [Л. 13, 72, 74, 76, 81].

## Молекулярные усилители (мазеры)

**Принцип действия.** Молекулярные усилители (МУ), называемые также квантово-механическими усилителями или мазерами, обладают самым низким уровнем шумов из всех разработанных к настоящему времени малошумящих усилителей СВЧ. В таких усилителях усиление осуществляется за счет взаимодействия частиц вещества — молекул или парамагнитных ионов с электромагнитным полем. Наибольшее распространение для усиления СВЧ колебаний получили *трехуровневые МУ на твердом теле.* Работа этих усилителей основана на упорядоченном изменении энергии в парамагнитных кристаллах. В квантовой механике показывается, что молекулы вещества могут обладать вполне определенными дискретными значениями внутренней энергии, зависящими как от внутреннего строения системы, так и от воздействия на нее внешних электрических и магнитных полей. Изменение энергии молекул может происходить только скачками.

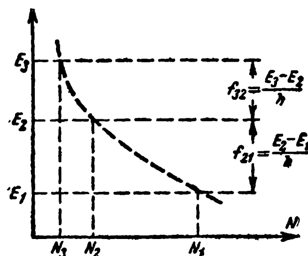



Рис. 13-34 Энергетические уровни в молекулярной системе.

При переходе с более низкого уровня энергии на более высокий (рис. 13-34) молекула поглощает энергию, а с высшего на низший — отдает ее, причем поглощение и отдача энергии происходит в виде электромагнитных колебаний, частота которых определяется соотношением

$$f_{mn} = \frac{E_n - E_m}{h}, \quad (13\text{-}164)$$

где $f_{mn}$ — частота колебаний, соответствующих переходу молекул с энергетического уровня $E_m$ на энергетический уровень $E_n$;

$h = 6{,}62 \cdot 10^{-34}$ *дж·сек* — постоянная Планка.

Таким образом, между молекулами вещества и электромагнитной волной с частотой $f_{mn}$ возможен обмен энергии при условии, если разность уровней энергии молекул равна $E_n - E_m = hf_{mn}$.

Если молекула находится на нижнем уровне, то результатом взаимодействия является поглощение кванта и переход молекулы на верхний энергетический уровень. При переходе молекулы с верхнего уровня на нижний результатом взаимодействия с полем является излучение фотона. При этом энергия молекулы уменьшается, а энергия поля возрастает. Этот процесс называется индуцированным излучением.

При тепловом равновесии распределение числа молекул на энергетических уровнях выражается экспоненциальным законом Больцмана. Например (рис. 13-34), отношение количества молекул на двух уровнях описывается соотношением

$$\frac{N_3}{N_2} = e^{-\frac{hf_{23}}{kT}}, \quad (13\text{-}165)$$

где $N_2$ — число молекул на уровне с энергией $E_2$;
$N_3$ — число молекул на уровне с энергией $E_3$; $k=1{,}38\cdot10^{-23}$ *дж/град* — постоянная Больцмана;
$T$ — абсолютная температура.

В равновесном состоянии согласно закону Больцмана число молекул на нижнем уровне всегда больше, чем на верхнем. Поэтому число случаев поглощения энергии из поля всегда больше случаев индуцированного излучения, вследствие чего в состоянии термодинамического равновесия вещество поглощает электромагнитные волны.

Чтобы вместо ослабления волн происходил процесс их усиления необходимо, чтобы на верхнем энергетическом уровне находилось больше молекул, чем на нижнем. Для возбуждения молекул и перевода их в неравновесное состояние необходимо ввести энергию от внешнего источника. Для этого к системе с тремя энергетическими уровнями (рис. 13-34) подводится энергия от внешнего генератора высокой частоты, называемого генератором накачки, частота которого в соответствии с формулой (13-164) определяется выражением

$$f_{13}=\frac{E_3-E_1}{h}.$$

При этом за счет поглощения молекулами энергии на частоте $f_{13}$ часть молекул перейдет с первого уровня на третий, вызывая увеличение населенности верхнего уровня. Число молекул на среднем уровне при таком переходе не изменится. Процесс, при котором на верхнем энергетическом уровне устанавливается преобладающее число молекул, называется *инверсией населенностей.*

Если к такой возбужденной системе приложить слабое электрическое поле сигнала с частотой, соответствующей разности энергий молекул на верхнем и нижнем уровнях, то за счет процесса индуцированного излучения большее число молекул перейдет с верхнего уровня на нижний, чем с нижнего на верхний. При этом кванты электромагнитной энергии, излучаемые молекулами, переходящими с верхнего уровня на нижний, будут когерентны друг с другом и с приложенным электромагнитным полем.

При большой избыточности молекул на верхнем уровне энергия поля возрастает в десятки и сотни раз. Таким образом, будет осуществляться преобразование энергии местного генератора ВЧ в энергию на частоте сигнала. Генератор накачки при этом служит для того же, что и источник постоянного тока в усилителях с электронным потоком.

В парамагнитных веществах энергетические уровни ионов зависят от напряженности внешнего магнитного поля, а также от взаимной ориентации магнитного поля относительно оси кристалла. Таким образом, применение соответствующего магнитного поля позволяет выбирать частоту перехода, а следовательно, и частоту, на которой усилитель будет проявлять усилительные свойства.

Напомним еще раз, что в равновесном состоянии в соответствии с законом Больцмана [соотношение (13-165)] числа молекул на различных уровнях связаны неравенствами $N_1>N_2>N_3$, причем различие в числах молекул на разных уровнях будет тем больше, чем ниже температура. Поэтому для получения необходимой разности населенностей энергетических уровней усилитель должен работать при очень низких температурах, близких к абсолютному нулю.

Работа при очень низких температурах характеризуется крайне низким уровнем тепловых шумов. Теоретически единственными источниками шумов в МУ являются спонтанное излучение рабочего вещества, вызываемое самопроизвольными переходами ионов с одного уровня на другой, и тепловое движение молекул в стенках резонатора. Шумовая температура, соответствующая этим источникам, не превышает 10° К.

Процесс преобразования энергии генератора накачки в энергию на частоте сигнала можно трактовать как внесение в резонансную систему усилителя отрицательного сопротивления или отрицательной проводимости, уменьшающее затухание в контуре или повышающее его добротность и приводящее к увеличению амплитуды напряжения резонансной частоты. При полной компенсации внутренних потерь усилитель может возбудиться. Такое явление носит название регенерации, а усилители, работающие с использованием этого принципа, называются регенеративными. Молекулярный усилитель может быть отнесен к регенеративным усилителям.

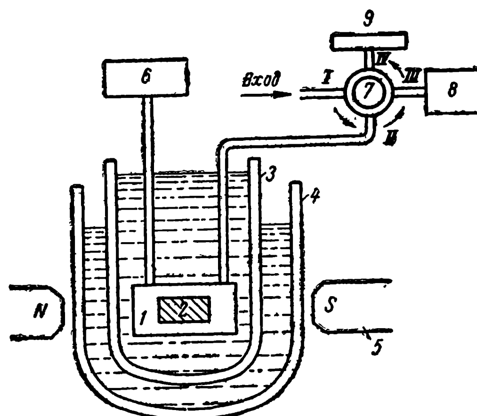



Рис. 13-35. Схематическое устройство резонаторного МУ.

**Конструкция МУ** схематически изображена на рис. 13-35. Основным элементом усилителя является объемный резонатор *1*, резонансные частоты которого совпадают с частотами сигнала и накачки. Внутри резонатора находится кристалл рабочего вещества *2*, расположенный в пучности магнит-

ного поля. В качестве рабочего вещества применяются обычно ионы хрома в рубине ($Al_2O_3$, $Cr_2O_8$) или хромовый цианид ($K_3Co(CN)_6$ $K_3Cr(CN)_6$). Резонатор для охлаждения помещается в сосуд Дьюара *3* с жидким гелием, помещенный во второй сосуд *4* с жидким азотом. Благодаря откачке паров гелия удается достичь температуры резонатора порядка 1,5—2,5° К. Сосуды с резонатором находятся в очень сильном постоянном магнитном поле, создаваемом электромагнитом *5*.

Для возбуждения системы к резонатору с помощью волновода подводятся колебания от генератора накачки *6* (обычно клистрона). Усиливаемый сигнал также поступает в резонатор по волноводной или коаксиальной линии. В резонаторе происходит регенеративное усиление, величина которого определяется балансом между энергией, излучаемой кристаллом, расходами на омические потери, энергией, поступающей в резонатор через внешние элементы связи, и энергией, выводимой из резонатора через эти элементы. Наиболее распространенный вид МУ работает на принципе отражения сигнала от усилителя с отрицательным сопротивлением. Из рис. 13-35 следует, что усиленный сигнал выводится по тому же волноводу, по которому поступает сигнал, подлежащий усилению. Разделение принимаемых и усиленных колебаний осуществляется с помощью ферритовых циркуляторов.

Простейший ферритовый циркулятор, основанный на использовании эффекта Фарадея, представляет собой круглый волновод, на оси которого расположен продольно намагниченный ферритовый стержень. Такая система обладает способностью поворачивать плоскость поляризации распространяющейся в ней электромагнитной волны на угол, зависящий от напряженности магнитного поля. Обычно магнитное поле выбирается таким образом, чтобы плоскость поляризации поворачивалась на 45°. При соответствующем расположении входного и выходного волноводов получается система, обладающая однонаправленными невзаимными свойствами [Л. 13, Л. 30].

На рис. 13-35 приведен другой вид циркулятора, так называемый «четырехплечий циркулятор».

Усиленный сигнал в направлении плеч *II*→ *III* циркулятора *7* (рис. 13-35) поступает ко второму каскаду приемника. Шумы второго каскада приемника *8*, проникшие в направлении плеч *III*→ *IV* циркулятора, поглощаются в специальной поглощающей нагрузке *9*.

Существует еще одна группа МУ, в которых вместо резонаторов применяются нерезонансные замедляющие структуры. В таких усилителях рабочее вещество распределяется вдоль замедляющей структуры, в которой и происходит его взаимодействие с бегущей волной сигнала. Эти усилители, получившие название молекулярных усилителей бегущей волны (МУБВ), вследствие нерезонансной природы замедляющей структуры обладают значительно более широкой полосой пропускания, чем резонаторные МУ. Кроме того, по своей природе МУБВ являются невзаимными устройствами, не требующими применения циркулятора.

**Основные характеристики**. Для применения важно знать коэффициент усиления по мощности и полосу пропускания, а также шумовую температуру. Представляют интерес также диапазон перестройки, насыщение и требования к накачке.

В настоящее время МУ успешно работают на частотах от 300 *Мгц* до 75 *Ггц*, т. е. во всем диапазоне СВЧ, при частоте накачки 10—70 *Ггц*.

Типовые значения коэффициента усиления номинальной мощности достигают 20—30 *дб*. Полосы пропускания резонаторных МУ составляют обычно доли процента (0,1—0,3%) от центральной частоты диапазона. Часто для характеристики МУ используют произведение коэффициента усиления по напряжению в центре полосы на относительную ширину полосы ($\sqrt{K_p}\,П$), называемое иногда площадью усиления, являющееся постоянной величиной и выражаемое в мегагерцах или относительных единицах (процентах). Площадь усиления резонаторного МУ невелика и составляет обычно единицы процентов. Для расширения полосы пропускания однорезонаторных МУ применяют различные схемы компенсации. Другой путь состоит в применении связанных активных резонаторов.

Полоса пропускания МУБВ не ограничивается регенеративными эффектами, а определяется шириной резонансных линий активного вещества. Полосы пропускания современных МУБВ составляют величину порядка 0,5—2% центральной частоты диапазона. МУБВ можно перестраивать, сдвигая резонансную частоту активного вещества путем изменения величины магнитного поля. В отличие от МУБВ, при перестройке резонаторного усилителя необходимо регулировать резонансную частоту не только активного вещества, но и резонатора. У хорошо сконструированного МУБВ диапазон перестройки превышает 5%.

Шумовые температуры собственно МУ равны обычно 5—15° К. При этом в результирующих шумах систем с МУ большую долю составляют потери и шумы в элементах, включенных перед МУ.

Входные сигналы, вызывающие насыщение МУ, имеют обычно величину $10^{-7}$ — $10^{-8}$ *вт*. Тем не менее динамический диапазон МУ достаточно широк, если учесть весьма низкий уровень сигналов на входе. Время восстановления усилителя после насыщения относительно велико и характеризуется величиной порядка $10^{-3}$ *сек*. Поэтому в радиолокации для защиты МУ от зондирующих импульсов необходимо совершенствование существующих в настоящее

время антенных переключателей и коммутаторов.

Мощность накачки МУ относительно невелика (10—50 *мвт*), а частота ее должна в 2—4 раза превышать рабочую частоту усилителя. Требования к стабильности амплитуды и частоты накачки, как правило, удовлетворяются при использовании обычного клистрона.

Молекулярные усилители сами по себе обладают высокой механической прочностью, вибростойкостью и ударостойкостью, вследствие чего они надежны и долговечны. Основной причиной отказов обычно являются источник накачки и криогенная установка.

Размеры и вес МУ в основном определяются вспомогательными устройствами и находятся в пределах 25—150 *кг*.

Основными недостатками МУ, ограничивающими их применение, являются малая мощность насыщения и длительное время восстановления, а также необходимость использования криогенной техники и магнитных систем, что существенно усложняет конструкцию, а также увеличивает вес и габариты. Поэтому молекулярные усилители обычно применяются лишь в таких системах, где чрезвычайно низкая шумовая температура является принципиально необходимой для эффективной работы системы [Л. 13, 78].

## Параметрические усилители

Применение параметрических усилителей (ПУ) в радиоэлектронной аппаратуре получает в настоящее время все большее распространение. Это объясняется простотой их конструкции и дешевизной, а также тем, что при соответствующем охлаждении ПУ почти не уступают молекулярным усилителям по шумовым характеристикам.

**Принцип действия.** Отличительной чертой ПУ является наличие в них реактивных элементов, параметры которых изменяются во времени. Этому явлению параметрические усилители и обязаны своим названием.

Обычные усилители с электронными лампами или транзисторами, есть по существу устройства с переменным активным сопротивлением, в котором происходит преобразование энергии источника постоянного тока в высокочастотную энергию усиливаемого сигнала (рис. 13-36, *а*). В ПУ усиление осуществляется путем преобразования с помощью нелинейной или переменной реактивности энергии местного генератора высокой частоты (генератора накачки) в энергию на частоте усиливаемого сигнала (рис. 13-36,*б*). При этом по отношению к сигналу (уровень которого обычно на 80—100 *дб* ниже уровня накачки) система действует как линейная с периодически меняющимися переменными параметрами. Отметим, что в этом случае выходная частота может отличаться от частоты сигнала.

Поскольку рассматриваемый механизм усиления не связан с транспортировкой зарядов, в ПУ отсутствуют дробовые шумы, являющиеся основными в обычных усилителях. Тепловые же шумы нелинейной реактивности практически могут быть весьма малыми. В реальных системах с ПУ источниками шума являются потери в различных элементах схем, которые при соответствующей технологии изготовления и охлаждении могут быть доведены до весьма малых значений.

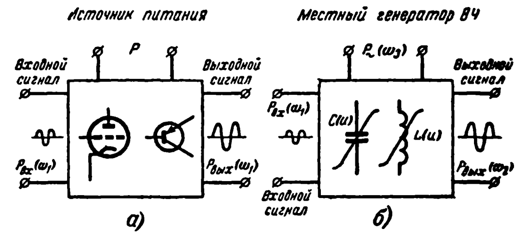



Рис. 13-36. Сравнение двух различных механизмов усиления.

*а* — ламповый или транзисторный усилитель; *б* — параметрический усилитель.

В качестве нелинейной реактивности в диапазоне СВЧ используют емкости полупроводниковых диодов (при обратном включении) или индуктивности ферритов, помещенных в переменном магнитном поле [Л. 13, 82].

Кроме того, нелинейная реактивность может быть получена при пересечении модулированным по плотности электронным лучом полого резонатора. Такой луч вносит дополнительную меняющуюся во времени проводимость в резонатор, что при соответствующих фазовых соотношениях между частотой сигнала и частотой модуляции луча может привести к эффекту усиления. Усилители, построенные с использованием этого принципа, получили название *электроннолучевых параметрических усилителей.*

Наиболее хорошо разработанными благодаря простоте конструкции, высокой надежности, незначительной мощности накачки, малым габаритам и весу, высокой механической прочности и ряду других достоинств являются *диодные (полупроводниковые) параметрические усилители* [Л. 13, 5, 31, 48].

*Энергетические соотношения.* В качестве реактивного управляемого сопротивления в полупроводниковых ПУ используется зависящая от напряжения емкость *p-n* перехода полупроводникового диода. В области запирающих напряжений в диапазоне СВЧ диод обладает малыми потерями, представляя собой практически чистую нелинейную емкость.

На рис. 13-37 изображена схема соединения двух генераторов с нелинейной емкостью и бесконечной последовательностью нагрузочных цепей и полосовых фильтров,

каждый из которых настроен на одну из возможных комбинационных частот ($\omega_к = m\omega_1 + n\omega_2$, где $m$, $n = 0, \pm 1, \pm 2...$), возникающих вследствие взаимодействия напряжений с частотами $f_1$ и $f_2$ на нелинейной емкости.

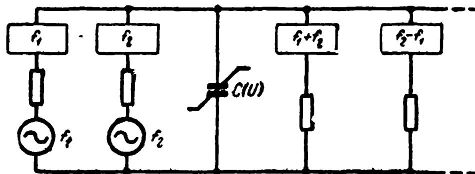



Рис. 13-37. Схема преобразования энергии нелинейной реактивностью в параметрическом усилителе.

Условимся считать мощность, поступающую в нелинейную емкость, положительной, а мощность, отдаваемую этой емкостью во внешнюю цепь, — отрицательной. При этом справедливы следующие соотношения Менли — Роу [Л. 66]:

$$\sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{mP_{m,n}}{mf_1 + nf_2} = 0; \quad (13\text{-}166)$$

$$\sum_{n=0}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{nP_{m,n}}{mf_1 + nf_2} = 0, \quad (13\text{-}167)$$

где $P_{m,n}$ — поток мощности, поступающей в реактивность на частоте $f_{m,n}$.

В большинстве практически важных случаев можно полагать, что в системе существуют колебания только на трех частотах. Наиболее важными являются два режима:

1) режим, когда, кроме колебаний на частотах $f_1$ и $f_2$, в системе присутствуют колебания на суммарной частоте

$$f_+ = f_1 + f_2;$$

2) режим, когда, кроме колебаний на частоте $f_1$ и $f_2$, в системе присутствуют колебания на разностной частоте

$$f_- = f_2 - f_1.$$

Получение того или иного режима определяется настройкой резонансных контуров, подсоединенных к нелинейной реактивности и служащих частотными фильтрами. Наибольшее распространение получили двухчастотные ПУ, названные так по числу возбуждаемых в системе колебаний (не считая колебания накачки).

**Основные типы параметрических усилителей.** Рассматривая работу ПУ положим, что генератор на частоте $f_1$ соответствует источнику сигнала ($f_1 = f_с$), а генератор на частоте $f_2$ является местным генератором, называемым генератором накачки ($f_2 = f_н$). Рассмотрим случай, когда в нагрузку поступает мощность на суммарной частоте $f_+ = f_1 + f_2$. В этом случае соотношения (13-166) и (13-167) примут вид (с учетом введенных выше обозначений):

$$\frac{P_н}{f_н} + \frac{P_+}{f_+} = 0; \quad (13\text{-}168)$$

$$\frac{P_с}{f_с} + \frac{P_+}{f_+} = 0. \quad (13\text{-}169)$$

Мощность сигнала, поступающего к нелинейной емкости, в соответствии с принятым условием является положительной. Тогда для удовлетворения уравнения (13-169) величина $P_+$ должна быть отрицательной. Это значит, что мощность на частоте $f_+$ передается от реактивности в нагрузку. Из соотношения (13-169) получаем:

$$K_p = \frac{P_+}{P_с} = \frac{f_+}{f_с}, \quad (13\text{-}170)$$

где $K_p$ — коэффициент усиления по мощности.

Поскольку суммарная частота превышает частоту сигнала, справедливо неравенство $K_p > 1$, т. е. в схеме происходит усиление, а коэффициент усиления определяется только соотношением частот (в случае идеальной емкости без потерь) и возрастает с увеличением частоты накачки и уменьшением частоты сигнала.

Физика процессов в рассматриваемой системе состоит в том, что малая мощность на частоте сигнала управляет поступлением в нагрузку мощности на частоте $f_+$, т. е. усиление осуществляется путем преобразования частоты $f_с$ в частоту $f_+$ благодаря передаче в нагрузку мощности накачки под действием принимаемого сигнала. Такая двухчастотная система называется нерегенеративным преобразователем. Она является устойчивой при любом уровне накачки. Спектр частот в этом случае изображен на рис. 13-38, *а*. Нерегенеративные ПУ применяются в метровом и дециметровом диапазонах, накачка выбирается в сантиметровом диапазоне, так как для достаточного усиления в подобных ПУ необходимо большое отношение частот $f_н/f_с$.

Рассмотрим теперь случай, когда в нагрузку поступает мощность на частоте $f$, равной разности частот накачки и сигнала ($f_- = f_н - f_с$). Соотношения (13-166) и (13-167) в этом случае примут вид:

$$\frac{P_н}{f_н} + \frac{P_-}{f_-} = 0; \quad (13\text{-}171)$$

$$\frac{P_с}{f_с} - \frac{P_-}{f_с} = 0. \quad (13\text{-}172)$$

Мощность генератора накачки положительна, поскольку она поступает к нелинейной емкости. Чтобы уравнение (13-171) удовлетворялось, второй его член должен быть отрицателен. Это значит, что мощность на разностной частоте отдается реактивностью во внешнюю цепь. Из уравнения

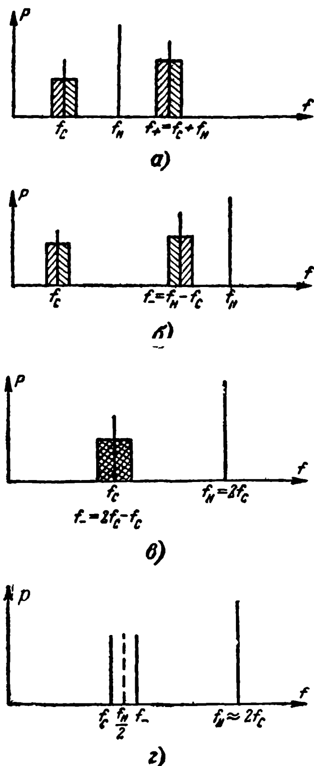



Рис 13-38. Частотные спектры параметрических усилителей различных типов.

(13-172) следует, что первый его член, характеризующий мощность на частоте сигнала, также отрицателен. Он означает мощность, отдаваемую во внешнюю цепь на частоте сигнала $f_c$. Следовательно, в данном случае энергия генератора накачки преобразуется с помощью нелинейной емкости в мощность как на частоте сигнала, так и на разностной частоте. При этом происходит внесение отрицательного сопротивления как в контур сигнала, так и в контур на разностной частоте, сопровождающееся повышением добротности этих контуров и приводящее к увеличению амплитуды напряжения резонансной частоты в них, т. е. происходит процесс регенерации. В результате этого усиливаются сигналы на частотах, близких к $f_c$ и $f_-$. Необходимым условием регенерации является протекание через емкость токов разностной частоты. Усилители описанного типа называют иногда регенеративными ПУ в отличие от нерегенеративного ПУ, рассмотренного ранее.

Если вносимые в сигнальную и разностную резонансные системы отрицательные сопротивления станут по величине близкими к сопротивлениям потерь этих цепей, в усилителе возможно самовозбуждение как на сигнальной, так и на разностной частотах. Вблизи порога возбуждения коэффициент усиления регенеративных усилителей может быть сколь угодно большим. Однако из-за нестабильности работа в областях, близких к возбуждению усилителя, не рекомендуется. Регенеративные ПУ получили более широкое распространение, поскольку они позволяют получить значительное усиление в любом диапазоне. Частотный спектр для рассмотренного случая приведен на рис. 13-38, *б*.

Заметим, что в регенеративных преобразователях усиление происходит не только путем регенерации, но также и благодаря преобразованию частоты. Действительно, уравнение (13-172) можно переписать в виде

$$P_- = P_c \frac{f_-}{f_c} = P_c k_1, \qquad (13\text{-}173)$$

где $k_1 = f_-/f_c$.

Поскольку $k_1 > 1$, в схеме происходит усиление за счет преобразования частоты, характеризуемое множителем $k_1$. Таким образом, результирующий коэффициент усиления по мощности $K_p$ регенеративного преобразователя может быть представлен в виде

$$K_p = k_1 k_2, \qquad (13\text{-}174)$$

где $k_2$ — усиление за счет регенерации. При увеличении мощности генератора накачки множитель $k_2$ возрастает, а множитель $k_1$ остается постоянным.

В рассмотренных системах усиление сопровождалось преобразованием частоты сигнала в более высокую выходную частоту ($f_+$ или $f_-$). Выше отмечалось, что в регенеративных усилителях происходит регенерация не только контура разностной частоты, но также и контура сигнала. Таким образом, регенеративный усилитель может работать в двух разных режимах в зависимости от того, на какой частоте снимается усиленный сигнал — на преобразованной частоте или на частоте входного сигнала. В первом случае усилитель называется *параметрическим регенеративным преобразователем*, а во втором — *регенеративным усилителем*.

Коэффициент усиления регенеративного усилителя определяется только степенью регенерации, т. е. может быть получен из выражения (13-174), если в последнем положить $k_1 = 1$.

Присутствие в рассмотренных системах двух разных частот — частоты сигнала и выходной требует использования в усилителе по крайней мере двух резонансных систем,

соответствующих частоте сигнала $f_c$ и преобразованной частоте $f_+$ или $f_-$.

Поскольку в регенеративном усилителе разностная частота обычно не используется для передачи полезных сигналов, ее часто называют холостой частотой.

Остановимся еще на одном режиме работы усилителя, получившим большое распространение. Пусть частота накачки точно равна удвоенной частоте сигнала, т. е.

$$f_н = 2f_с. \qquad (13\text{-}175)$$

При этом разностная частота

$$f_- = f_н - f_с = 2f_с - f_с = f_с, \qquad (13\text{-}176)$$

оказывается равной частоте сигнала. Частотный спектр для этого случая приведен на рис. 13-38, *в*. Особенностью рассматриваемого режима является то, что при нем отпадает необходимость в отдельном контуре, настроенном на разностную частоту, а оба сигнала выделяются в одном общем резонаторе. Двухконтурная система вырождается в одноконтурную. Подобный усилитель называют часто *одноконтурным* или *вырожденным параметрическим усилителем*, работающим в синхронном режиме. В этом случае коэффициент усиления зависит от разности фаз $\varphi$ между накачкой и сигналом. Максимальному коэффициенту усиления соответствуют фазовые соотношения $\varphi = 0, 2\pi, 4\pi$ ...

На практике при отсутствии специальной системы синхронизации строгое соблюдение равенства $f_н = 2f_с$ невозможно. По этой причине среднее, по времени значение коэффициента усиления оказывается в 2 раза меньше, чем в случае выполнения оптимальных фазовых соотношений. Кроме того, при этом разностная частота будет несколько отличаться от частоты сигнала. Обычно это отличие невелико, так что обе частоты присутствуют в единой резонансной системе. Частотный спектр для этого случая (только несущие частоты) приведен на рис. 13-38, *г*. Такой режим работы вырожденного ПУ принято называть *несинхронным* или *бигармоническим*.

Если в тракте, следующем за усилителем, используются обе гармонические составляющие на частотах $f_с$ и $f_-$, то такой режим называют двухканальным или радиометрическим режимом, поскольку в радиометрии обычно имеют дело с широкополосным шумоподобным сигналом, поступающим в приемник по обоим каналам приема.

В результате взаимодействия составляющих $f_с$ и $f_-$ в выходном сигнале появляются биения, что приводит к периодическому изменению амплитуды усиленного сигнала. Если это явление нежелательно, необходимо работать с использованием на выходе усилителя только одной гармоники (одноканальный режим). Для фильтрации применяется режекторный фильтр, включаемый перед нагрузкой.

Нетрудно заметить, что по мере увеличения различия по частоте между составляющими $f_с$ и $f_-$ для настройки на них вместо одной колебательной системы появляется необходимость в двух системах с резонансными частотами $f_с$ и $f_-$, присоединенных к нелинейной емкости. При этом получаем рассмотренный ранее двухконтурный регенеративный усилитель. Поэтому усилители, работающие в вырожденном режиме, называют часто одноконтурными в отличие от двухконтурных, к которым относятся все остальные рассмотренные выше параметрические системы.

Так же как и молекулярные усилители, одноконтурные и двухконтурные регенеративные ПУ обычно подключаются к нагрузке и генератору сигнала с помощью циркулятора. Такое подключение предотвращает попадание шумов нагрузки в усилитель и связанное с этим ухудшение шумовых характеристик системы, а также уменьшает влияние на показатели ПУ изменения нагрузки и полного сопротивления источника сигналов, что повышает стабильность работы усилителя.

Параметрические усилители с циркуляторами часто называют усилителями в режиме на отражение, так как можно считать, что в них существуют две волны — падающая, подлежащая усилению, и отраженная — усиленная. Эти две волны разделяются циркулятором (рис. 13-39, *а*).

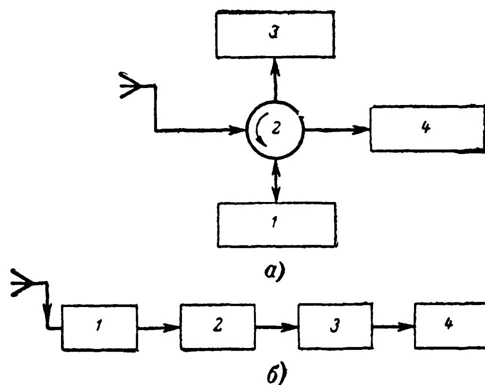


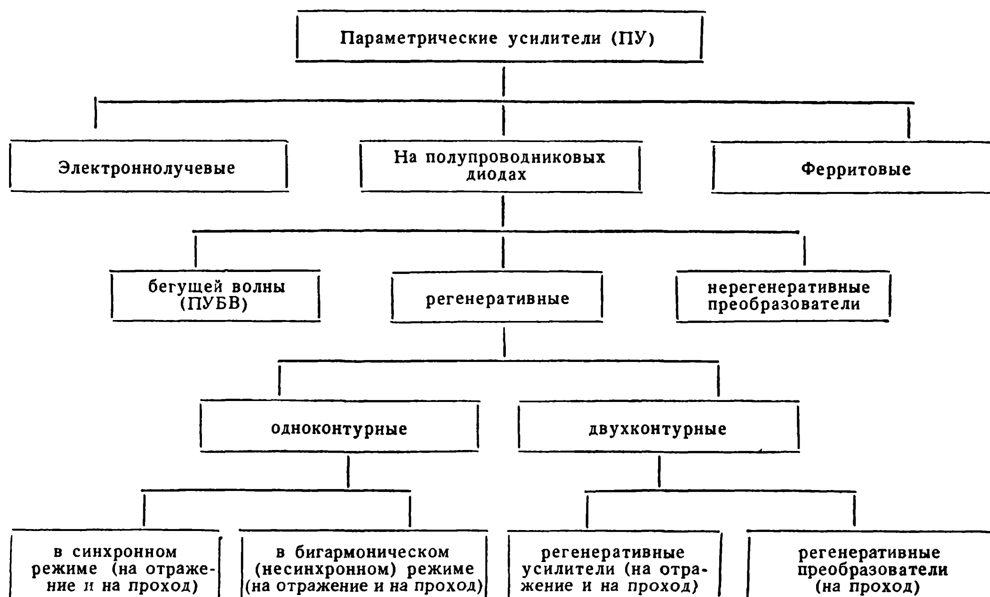

Рис. 13-39. Режим работы параметрических усилителей.

*а* — «на отражение» (*1* — ПУ, *2* — циркулятор, *3* — поглощающая нагрузка, *4* — приемник); *б* — «на проход» (*1* — вентиль, *2* — ПУ, *3* — вентиль, *4* — приемник).

При работе без циркулятора усиливаемый сигнал проходит непосредственно со входа на выход усилителя. Такой режим называют иногда работой «на проход» (рис. 13-39, *б*). В таких усилителях для достижения необходимой развязки между усилителем и входным устройством, а также между усилителем и нагрузкой вместо циркулятора обычно применяются вентили.

Таблица 13-2

*Классификация параметрических усилителей*




Следует заметить, что усилители, работающие в режиме «на проход», уступают усилителям, работающим в режиме «на отражение», как по шумовым характеристикам, так и в отношении величины произведения коэффициента усиления на полосу пропускания. Усилитель «на отражение» характеризуется в 2 раза большей площадью усиления ($\sqrt{K_р}\Pi$), чем усилитель «на проход».

Кроме описанных выше двухчастотных ПУ, определенный интерес представляют многочастотные, и в частности трехчастотные параметрические устройства. В таких усилителях протекают токи на частотах $f_с$, $f_с+f_н$ и $f_н-f_с$. Подобные усилители характеризуются бо́льшим коэффициентом усиления, чем у нерегенеративных преобразователей (поскольку за счет протекания тока на частоте $f_н-f_с$ в схему вносится отрицательное сопротивление), и лучшей стабильностью, а также большей полосой пропускания, чем усилителя с отрицательным сопротивлением (потери на частоте $f_н+f_с$ приводят к появлению дополнительного положительного сопротивления). Трехчастотные усилители могут работать в широком частотном диапазоне (от единиц герц до тысяч мегагерц) и усиливают сигналы с частотой более высокой, чем частота накачки. Более подробно такие усилители описаны в литературе [Л. 75].

По типу используемых колебательных систем все рассмотренные усилители относятся к классу резонаторных ПУ.

К другому классу могут быть причислены так называемые параметрические усилители бегущей волны (ПУБВ), в которых применяются нерезонаторные многозвенные структуры, например типа пассивных фильтров, использующие принцип бегущей волны.

Все рассмотренные типы ПУ сведены в табл. 13-2.

***Диоды, применяемые в параметрических усилителях.*** В качестве нелинейной реактивности в полупроводниковых ПУ используется емкость *p-n* перехода полупроводникового диода, смещенного в обратном направлении. Эта емкость зависит от напряжения следующим образом:

$$C(u) = \frac{C_0}{\left(1 - \frac{U_m \sin \omega_н t}{\varphi_к + U_{см}}\right)^{\frac{1}{n}}};$$

здесь $C_0$ — постоянная составляющая емкости диода;

$U_m$ — амплитуда напряжения накачки на переходе диода;

$\varphi_к$ — контактная разность потенциалов;

$U_{см}$ — напряжение смещения;

$\omega_н$ — частота переменного напряжения накачки;

$n=\frac{1}{2}$ — для диодов с резким изменением концентрации примесей;

$n=\frac{1}{3}$ — для диодов с плавным изменением концентрации примесей.

График зависимости емкости диода от напряжения приведен на рис. 13-40, *а*. Эквивалентная схема полупроводникового диода на СВЧ приведена на рис. 13-40, *б*.

Важным свойством емкости *p-n* перехода является ее независимость от частоты вплоть до субмиллиметрового диапазона ($\lambda=1\div0{,}1$ *мм*).

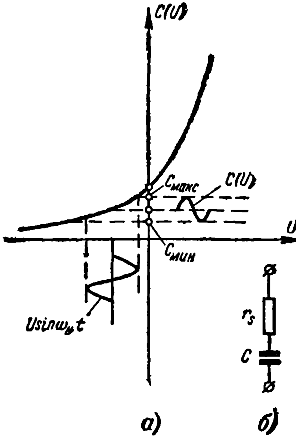



Рис. 13-40. График зависимости емкости полупроводникового диода от напряжения смещения (*а*) и эквивалентная схема полупроводникового диода (*б*).

При работе диода в ПУ существенное значение имеет **коэффициент модуляции емкости** $\gamma$, определяемый соотношением

$$\gamma=\frac{C_{\text{макс}}-C_{\text{мин}}}{C_{\text{макс}}+C_{\text{мин}}}, \qquad (13\text{-}177)$$

$C_{\text{макс}}$ и $C_{\text{мин}}$ — значения емкости диода при минимальном и максимальном мгновенных напряжениях на диоде соответственно.

Величина коэффициента модуляции зависит от напряжения, создаваемого генератором накачки на *p-n* переходе. Максимально возможное значение $\gamma_{\text{макс}}$ определяется с одной стороны пробивным напряжением $U_{\text{пр}}$, а с другой стороны напряжением, при котором через диод начинает протекать ток в прямом направлении. Максимально возможное значение $\gamma_{\text{макс}}$ не превышает 0,4—0,5 у диодов с плавным переходом и 0,7—0,8 у диодов с резким переходом. Пробивное напряжение $U_{\text{пр}}$ определяется максимальным значением отрицательного напряжения, подаваемого на *p-n* переход и не вызывающим лавинного пробоя в полупроводнике. Обычно $U_{\text{пр}}=5—10$ *в*.

Важной характеристикой диодов, предназначенных для использования в ПУ (такие диоды часто называют **варакторами** или варакторными диодами), является **добротность** $Q_{\text{д}}$, равная

$$Q_{\text{д}}=\frac{1}{\omega_{\text{с}} r_s C}, \qquad (13\text{-}178)$$

где $r_s$ — распределенное сопротивление диода.

Обычно добротность диода на рабочей частоте заключена в пределах от 5 до 50. Важнейшим параметром варактора является так называемая критическая частота, т. е. такая частота, на которой при максимально возможной глубине модуляции емкости вносимое отрицательное сопротивление равно сопротивлению потерь диода,

$$f_{\text{кр}}=\frac{\gamma_{\text{макс}}}{2}\,\frac{1}{2\pi r_s C}. \qquad (13\text{-}179)$$

У современных приборов $f_{\text{кр}}=50\div100$ *Ггц*. На частотах, превышающих критическую, применять данный диод не имеет смысла. Обычно рабочую частоту выбирают исходя из неравенства

$$f_{\text{раб}}=\frac{f_{\text{кр}}}{2\div4}. \qquad (13\text{-}180)$$

Заметим, что чем в большей степени удовлетворяется неравенство (13-180), тем лучшими характеристиками обладает ПУ. Таким образом, для повышения частотного

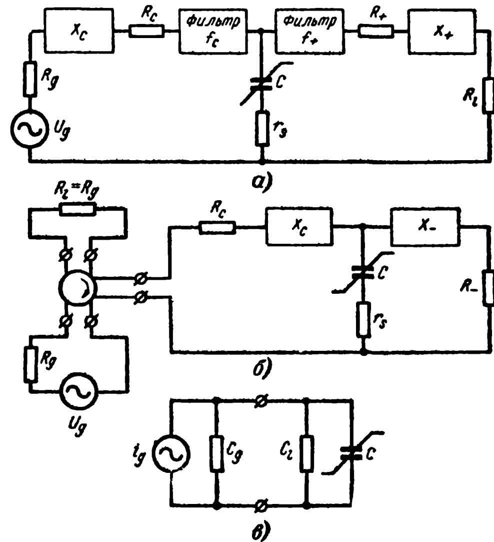



Рис. 13-41. Эквивалентные схемы параметрических усилителей.

*а* — нерегенеративный преобразователь; *б* — двухконтурный регенеративный усилитель с циркулятором; *в* — одноконтурный регенеративный усилитель.

предела усилителей и улучшения их характеристик необходимо иметь диоды с большим значением $f_{\text{кр}}$. Для этого следует в первую очередь создавать диоды с малыми значениями $C_0$ и $r_s$. Сопротивление $r_s$ у современных варакторов порядка 1—10 *ом*. Емкость $C_0$ в зависимости от диапазона равна 0,05—1 *пф*.

Таблица 13-3

| Характеристика | Нерегенеративный преобразователь | Регенеративный двухконтурный усилитель с циркулятором | Регенеративный одноконтурный усилитель в бигармоническом режиме с циркулятором |
|---|---|---|---|
| Минимальная шумовая температура | $2T_д\left[\frac{1}{Q}+\frac{1}{Q^2}\right]$ | $2T_д\left[\frac{1}{Q}+\frac{1}{Q^2}\right]$ | $T_д\left[\frac{1}{Q}+\frac{1}{Q^2}\right]$ В двухконтурном—удваивается |
| Максимальный коэффициент усиления по мощности | $\frac{1}{4}Q^2$ | $\infty$ | $\infty$ |
| Максимальная относительная пропускания | $\frac{2}{Q_1}<2\gamma\sqrt{\frac{\omega_+}{\omega_c}}$ | $K_p^{-\frac{1}{2}}\gamma\sqrt{\frac{\omega_-}{\omega_c}}$ | $K_p^{-\frac{1}{2}}\gamma$ |
| Оптимальная нагрузка для минимального коэффициента шума | $R_g=R_l=R_s\sqrt{1+Q^2}$ | $R_g=R_l=R_s\sqrt{1+Q^2}$ | $R_g=R_l=R_s(Q-1)$ |
| Оптимальная частота накачки для минимального коэффициента шума | — | $\omega_н=\omega_c\sqrt{1+Q^2}$ | $\omega_н=2\omega_c$ |

В таблице и в формулах в тексте приняты следующие обозначения:

$\gamma$ — коэффициент модуляции емкости диода;
$r_s$ — распределенное сопротивление диода;
$Q$ — коэффициент качества диода;
$Q_д$ — добротность диода;
$T_д$ — физическая температура диода; обычно полагают $T_д=T_0$, где $T_0=290°$ К;
$T_а$ — шумовая температура антенны;
$b$ — относительная полоса пропускания (нормирована относительно резонансной частоты контура);
$Q_1$ — добротность нагруженного контура сигнала;
$R_g$ — сопротивление источника сигнала;
$R_l$ — сопротивление нагрузки;
$R_{T1}$ — суммарное сопротивление на частоте $\omega_1$;
$R_{T2}$ — суммарное сопротивление на частоте $\omega_2$;
$R_{c+,-}$ — активное сопротивление контуров сигнала и второго контура на суммарной или разностной частоте соответственно;
$\omega_1$ — угловая частота первого контура (частота сигнала);
$\omega_2$ — угловая частота второго контура;
$\omega_н$ — угловая частота накачки;
$\omega_+=\omega_c+\omega_н$;
$\omega_-=\omega_н-\omega_c$;
$a=\frac{R}{R_{T1}}$ — параметр, характеризующий регенерацию ($R$ — отрицательное сопротивление, вносимое в контур усилителя (абсолютная величина), $R=\frac{\gamma}{\omega_1\omega_2C^2R_{T2}^2}$);
$\omega=\omega_1=\omega_2$ — для одноконтурного усилителя в синхронном режиме;
$G_g$ — проводимость генератора сигнала;
$G_l$ — проводимость нагрузки;
$C_0$ — постоянная составляющая емкости диода, зависящая от напряжения на диоде;
$C$ — емкость диода в рабочей точке.

В качестве материала для изготовления варакторов используется германий, кремний, арсенид галлия и антимонид индия. Наиболее перспективны диоды из арсенида галлия и антимонида индия, способные работать при весьма низких температурах вплоть до 4° К.

*Формулы для вычисления основных характеристик параметрических усилителей.* Формулы, позволяющие определять основные характеристики ПУ, приведены в табл 13-3. Следует отметить, что приведенные формулы носят приближенный характер и могут служить лишь для грубой оценки основных характеристик ПУ. Для строгого определения характеристик ПУ необходимо использовать точные и более сложные формулы, приведенные в литературе [Л. 48, 75].

Для удобства пользования этими формулами на рис. 13-41 приведены эквивалентные схемы ПУ различных типов, использованные при выводе приведенных соотношений. Поскольку формулы выведены в предположении малого сигнала, нелинейная емкость заменяется линейной емкостью, изменяющейся во времени. Сопротивление $r_s$ характеризует потери в нелинейном элементе.

При вычислении характеристик ПУ, которые могут быть получены при использовании диодов в заданном режиме, часто используется коэффициент качества диода

$$Q=Q_д\gamma. \quad (13\text{-}181)$$

В таблице не приведены отдельно формулы для характеристик регенеративного преобразователя частоты. Это объясняется тем, что выражения для шумовой температуры и относительной полосы пропускания регенеративного усилителя одинаковы для работы как в режиме усиления, так и в режиме преобразования частоты, а выражения

для ориентировочной оценки коэффициентов усиления по мощности регенеративных усилителей приведены ниже.

Для оценки коэффициента шума регенеративного усилителя на рис. 13-42 приведена номограмма. С ее помощью может быть

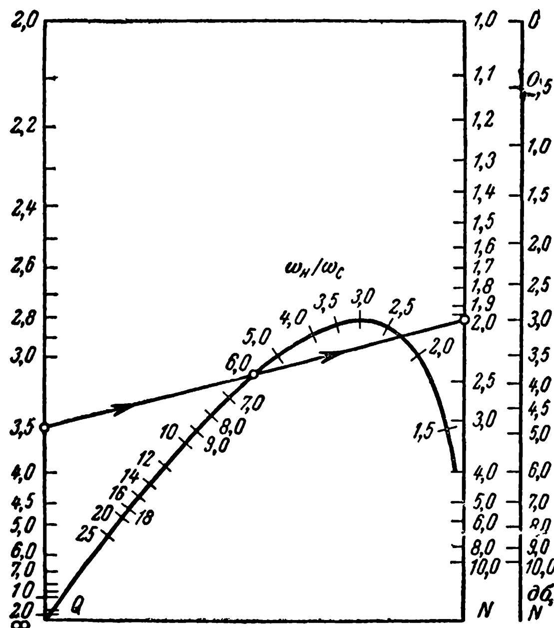



Рис. 13-42 Номограмма для определения коэффициента шума двухконтурного регенеративного усилителя.

определен коэффициент шума при заданных $Q$ и частоте накачки.

*Формулы для оценки коэффициентов усиления по мощности регенеративных усилителей*

Регенеративный преобразователь имеет

$$K_p = 4\frac{\omega_2}{\omega_c}\frac{R_g R_c}{R_{T1}\cdot R_{T2}}\frac{a}{(1-a)^2}. \quad (13\text{-}182)$$

Регенеративный усилитель (без учета потерь в циркуляторе) имеет

$$K_p = \frac{4R_g}{(R_{T1}-R)^2}. \quad (13\text{-}183)$$

Обычно при большом усилении в регенеративных усилителях полагают:

$$R_{T1} = \frac{\omega_2}{\omega_1}Q^2; \quad (13\text{-}184)$$

$$\frac{R}{R_{T1}} \approx 0{,}9. \quad (13\text{-}185)$$

Одноконтурный усилитель (с циркулятором) имеет:

а) в бигармоническом режиме (коэффициент усиления для одной гармоники)

$$K_{рн} = \frac{4G_g G_l}{(G_g + G_l)^2(1-\beta^2)^2}; \quad (13\text{-}186)$$

б) в синхронном режиме

$$K_{рс} = \frac{4G_g G_l}{(G_g + G_l)(1-\beta)^2}. \quad (13\text{-}187)$$

Отношение $K_{рн}/K_{рс}$ для одинаковых величин $\beta$ составляет 4, где $\beta = \omega\gamma C_0/(G_g + G_l)$.

Необходимая мощность источника накачки может быть оценена по формуле [Л. 61]

$$P_н = \frac{1}{3} r_s (\omega_н C_{мин} U_{пр})^2, \quad (13\text{-}188)$$

где $C_{мин}, U_{пр}$ — параметры, характеризующие диод.

Например, при $\lambda = 3$ *см*, $U_{пр} = 10$ *в*, $C_{мин} = 0{,}5$ *пф*, $r_s = 2$ *ом*

$$P_н = 60 \text{ Мвт}.$$

Максимальная выходная мощность, которую можно получить с ПУ без нарушения работы диода, определяется формулой

$$P_{макс} = \frac{1}{72}\frac{\omega_c}{\omega_н^2}\frac{1}{r_s C_{мин}} P_н. \quad (13\text{-}189)$$

**Пример 13.** Рассчитать регенеративный усилитель с циркулятором на частоту 3 *Ггц*, считая параметры диода в рабочей точке: $C = 1$ *пф*, $r_s = 3$ *ом*.

Решение. Определяем добротность диода на рабочей частоте по формуле (13-177):

$$Q_д = \frac{1}{\omega C r_s} = \frac{1}{6{,}28\cdot 3\cdot 10^9\cdot 1\cdot 10^{-12}\cdot 3} \approx 18.$$

Выбираем коэффициент модуляции $\gamma = 0{,}25$.

Вычисляем коэффициент качества диода по формуле (13-181)

$$Q = Q_д\gamma = 18\cdot 0{,}25 = 4{,}5.$$

Определяем оптимальную частоту накачки (см. формулу в табл. 13-3)

$$\omega_н = \omega_c\sqrt{1+Q^2}$$

или

$$f_н = f_c\sqrt{1+Q^2} = 3\cdot 10^9\sqrt{1+4{,}5^2} = 13{,}5 \text{ Ггц}.$$

Определяем минимальное значение шумовой температуры собственно усилителя при комнатной температуре (см. формулу в табл. 13-3):

$$T_ш = 2T_д\left[\frac{1}{Q} + \frac{1}{Q^2}\right];$$

$$T_ш = 2 \cdot 290 \left[ \frac{1}{4,5} + \frac{1}{4,5^2} \right] = 180^\circ \text{ K}.$$

Определяем оптимальную нагрузку для минимальной шумовой температуры (см. табл. 13-3)

$$R_g = R_l = r_s \sqrt{1 + Q^2} =$$
$$= 3\sqrt{1 + 4,5^2} \approx 14 \text{ ом}.$$

Определяем коэффициент усиления при заданном коэффициенте модуляции ($\gamma=25$) по формуле (13-183)

$$K_p = \frac{4R_g}{(R_{T1} - R)^2}.$$

Величину суммарного сопротивления $R_{T1}$ на частоте $\omega_1$ определяем с помощью формулы (13-184)

$$R_{T1} \approx \frac{\omega_2}{\omega_1} Q^2 = \frac{3}{10,5} \cdot 4,5^2 \approx 5,7 \text{ ом}.$$

Здесь мы считаем:

$$\frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{f_1}{f_2} = \frac{f_c}{f_-} = \frac{f_c}{f_н - f_c} =$$
$$= \frac{3}{13,5 - 3} = \frac{3}{10,5}.$$

Полагаем в соответствии с соотношением (13-185)

$$R = 0,9\, R_{T1} = 0,9 \cdot 5,7 = 5,1 \text{ ом}.$$

Тогда

$$K_p = \frac{4,14}{(5,7 - 5,1)^2} = 155 = 22 \text{ дб}.$$

Определяем относительную полосу пропускания при данном усилении (см. табл 13-3):

$$b = (K_p)^{\frac{1}{2}} \gamma \sqrt{\frac{\omega_2}{\omega_1}};$$

$$b = \frac{1}{\sqrt{155}} \cdot 0,25 \sqrt{\frac{10,5}{3}} \approx 0,037.$$

Полоса пропускания $П = f_1 b = 3 \cdot 10^3 \times \times 0,037 = 111$ *Мгц*.

Заметим, что полученное теоретическое значение полосы пропускания в настоящее время практически недостижимо в усилителе с одиночными контурами. Обычно полагают $b \approx 1\%$, и тогда

$$П = 3 \cdot 10^3 \cdot 0,01 = 30 \text{ Мгц}.$$

**Краткие характеристики параметрических усилителей различных типов.** В связи с невысокой точностью определения параметров резонансных систем на СВЧ результаты вычислений, проводимых с помощью табл. 13-3 и формул (13-182)—(13-187), часто носят приближенный характер. Поэтому при оценке основных параметров ПУ наряду с теоретическими соображениями были также использованы сведения, полученные экспериментальным путем.

*Нерегенеративные преобразователи.* В этих усилителях (работающих на проход) для получения большого коэффициента усиления требуется, чтобы частота накачки во много раз превышала частоту сигнала. Из-за отсутствия соответствующих генераторов накачки, а также в связи с тем, что применение очень высокой преобразованной частоты является нерациональным вследствие значительного ухудшения характеристик диодов с увеличением частоты, диапазон нерегенеративных ПУ ограничен частотами, не превышающими, как правило, 1 *Ггц*.

Несомненными достоинствами нерегенеративных ПУ являются стабильность, невзаимность, большие по сравнению с регенеративными усилителями широкополосность и величина произведения коэффициента усиления на полосу пропускания, а также развязка входной и выходной цепей. (Под термином «невзаимные устройства» обычно понимают системы, свойства которых зависят от направления распространения в них сигнала. Простейшим невзаимным устройством является ферритовый изолятор, затухание которого для сигнала, распространяющегося в прямом направлении, не превышает 0,3—0,5 *дб*, а в обратном направлении достигает 20—30 *дб*.)

Коэффициент усиления по мощности в таких системах равен 8—12 *дб*, относительная полоса пропускания — до 7—10% и шумовая температура — порядка 100—300° К (теоретическое значение порядка 80—100° К).

*Регенеративные преобразователи.* Эти усилители (работающие на проход) при заданном соотношении частот $f_н/f_c$ обладают бо́льшим по сравнению с нерегенеративными преобразователями коэффициентом усиления благодаря добавочному усилению за счет регенерации [см. соотношение (13-174)].

Диапазон усиливаемых частот не превышает 1—2 *Ггц*. Важным достоинством их является развязка входной и выходной цепей, что исключает необходимость применения циркулятора. Кроме того, регенеративные преобразователи обладают по сравнению с регенеративными усилителями большей стабильностью работы, так как при соответствующем выборе соотношения частот такие системы могут работать при относительно небольших регенерациях Благодаря этому в регенеративных преобразователях можно получить большую полосу пропускания при том же усилении по сравнению с регенеративными усилителями.

Типовое значение коэффициента усиления — до 20—25 *дб* при относительной полосе пропускания порядка 1% (теоретически до 2,5%) и шумовой температуре порядка 50—300° К.

*Регенеративные усилители* работают на проход и отражение и применяются в диапазоне частот более 1—2 *Ггц*. Имеются сведения о ПУ, работающих на частоте 35,5 *Ггц* и более. Существенным достоинством таких систем является то, что усиление в них происходит без преобразования частоты; это

позволяет использовать регенеративные усилители как УВЧ в уже существующих приемных устройствах без существенной переделки входных каскадов последних. Однако в случае использования регенеративных ПУ необходимо наличие циркулятора, что усложняет систему.

Основные характеристики регенеративных одноконтурных и двухконтурных ПУ существенно не различаются. Исключение составляет шумовая температура одноконтурного усилителя, котрая при одноканальной работе в 2 раза больше, чем двухконтурного. В синхронном режиме коэффициент усиления одноконтурного ПУ в 4 раза больше, чем в случае, когда частота сигнала не равна половине частоты накачки. Существенным достоинством одноконтурных ПУ является то, что в них наиболее просто могут быть осуществлены электронная перестройка частоты, а также расширение полосы пропускания.

Коэффициент усиления в таких системах имеет величину порядка 20 *дб*, относительная полоса пропускания не превышает 1% при шумовой температуре 150—400° К.

Существенным недостатком регенеративных ПУ является их узкополосность. К настоящему времени разработаны несколько методов расширения полосы пропускания ПУ. Один из наиболее распространенных способов состоит в применении так называемой системы компенсации, выполненной в виде полосовых фильтров, включаемых в схему усилителя на частоте $f_c$ между генератором сигнала и остальной частью схемы. Второй фильтр может включаться между нагрузкой и схемой. Применение таких систем позволяет увеличить относительную полосу пропускания до 5—10% [Л. 75].

*Параметрические усилители бегущей волны* (ПУБВ) характеризуются весьма широкой относительной полосой пропускаемых частот (до 30%) и коэффициентом усиления порядка 10—15 *дб*. Преимущество ПУБВ состоит в том, что они являются невзаимными и стабильными устройствами и не требуют применения циркуляторов.

По своим шумовым характеристикам ПУБВ уступают резонаторным (шумовые температуры порядка 400° К на частотах дециметрового диапазона). Из-за сложности конструкции и регулировки, а также требования высокой степени идентичности параметров диодов ПУБВ получили значительно меньшее распространение, чем резонаторные системы. В связи с трудностью установления необходимых фазовых соотношений в диапазоне СВЧ ПУБВ применяются до частот не более 300—400 *Мгц*.

Другим способом получения малошумящего усиления в широкой полосе частот является каскадирование ПУ. К а с к а д и р о в а н н ы е ПУ представляют собой последовательную цепочку элементарных усилителей (с индивидуальной накачкой каждого). При таком соединении отдельные усилительные каскады работают при малой регенерации, что позволяет не только расширить полосу усиливаемых частот, но и значительно повысить стабильность работы. Коэффициент шума каскадированного ПУ оказывается несколько большим по сравнению со случаем применения одиночного усилительного каскада. Однако при малом числе каскадов и минимальных потерях в циркуляторе ухудшение шумовых свойств оказывается незначительным, например коэффициент шума двухкаскадного ПУ лишь на несколько процентов превышает соответствующую величину однокаскадной схемы.

В параметрических усилителях возможно осуществление электронной перестройки частоты. Наиболее просто подобная перестройка осуществляется с помощью перестройки генератора накачки в одноконтурных ПУ. Диапазон перестройки таких усилителей составляет несколько процентов от частоты сигнала и по численному значению в $\sqrt{K_p}$ раз превышает полосу пропускания. Диапазоны перестройки двухконтурного усилителя и регенеративного преобразователя приблизительно совпадают с полосой пропускания этих усилителей. В небольших пределах перестройка может производиться с помощью изменения емкости диода, осуществляемой путем изменения постоянного смещения. Для достижения значительного диапазона перестройки (порядка октавы, т. е. до двух раз) следует наряду с изменением частоты и мощности накачки предусматривать перестройку резонансной системы усилителя.

При практическом применении регенеративных ПУ важное значение приобретают вопросы стабильности. Основными причинами неустойчивости ПУ могут быть нестабильность мощности и частоты генератора накачки, нестабильность полного сопротивления на входе усилителя, а также изменение параметров диода под воздействием различных внешних факторов. Для повышения устойчивости ПУ следует использовать стабильные генераторы накачки и диоды. Кроме того, стабильность работы ПУ увеличивается при работе с умеренной величиной коэффициента усиления. Сообщалось, например [Л. 53], об усилителе на частоту 1,4 *Ггц* с кратковременной стабильностью 0,01 *дб*. Длительная стабильность этого усилителя составила 0,2 *дб*. Стабильность мощности накачки в этом усилителе равна 0,02 *дб*.

Параметрические усилители характеризуются достаточно широким динамическим диапазоном (порядка 80—90 *дб*). Мощность насыщения таких усилителей составляет приблизительно $10^{-6}$—$10^{-4}$ *вт*. Мощность насыщения регенеративных усилителей убывает обратно пропорционально коэффициенту усиления в степени $^3/_2$.

Нерегенеративные преобразователи характеризуются большей мощностью насыщения. Расчеты показывают, что в лучших усилителях при усилении порядка 20 *дб* мощность насыщения приблизительно на 3—4 порядка ниже мощности генератора накачки (на диоде). Для увеличения мощно-

сти насыщения следует увеличивать мощность генератора накачки и применять диоды с высоким значением пробивного напряжения.

Для улучшения шумовых характеристик ПУ следует в первую очередь использовать диоды с высоким значением критической частоты. Существенное уменьшение шумов усилителя может быть достигнуто при использовании диодов из арсенида галлия, критическая частота которых в несколько раз больше, чем у кремниевых и германиевых.

Шумовые характеристики ПУ могут быть еще более улучшены с помощью охлаждения. Шумовые температуры охлаждаемых с помощью жидкого азота ($T \approx 77°$ К) ПУ, работающих в диапазоне 5—9 *Гец*, находятся в пределах 25—100° К. При охлаждении до температуры жидкого гелия шумовые температуры ПУ снижаются до 15—35° К. При не очень высоких требованиях к шумовой температуре ПУ оказывается достаточным охлаждать один лишь диод, что может быть осуществлено термоэлектронным способом.

В качестве генераторов накачки в ПУ в зависимости от диапазона могут применяться маломощные клистроны, ЛБВ, ЛОВ, или другие электровакуумные устройства СВЧ. Необходимая мощность накачки не превышает 300—500 *мвт*, а в большинстве случаев она меньше 100 *мвт* [Л. 48]. Выбор частоты генератора накачки определяется диапазоиом работы. Для преобразователей частота накачки может быть оценена с помощью неравенства

$$f_н \geqslant (5 \div 10) f_с,$$

а для ПУ в вырожденном режиме

$$f_н \approx 2 f_с.$$

Стабильность генератора накачки определяется требованиями к стабильности ПУ. Как правило, они удовлетворяются с помощью обычных серийных клистронов.

Более подробно вопросы, связанные с конструированием ПУ, освещены в работе [Л. 56].

### Усилители на туннельных диодах

Несмотря на то что в диапазоне СВЧ молекулярные и параметрические усилители обладают самым низким уровнем шумов из всех современных малошумящих усилителей, в последнее время существенно возрос интерес к усилителям на туннельных диодах (УТД). Это объясняется простотой, прочностью и высокой надежностью УТД, а также их малыми габаритами и весом и ничтожным потреблением мощности питания. Кроме того, УТД наряду со значительным усилением обладают большой полосой пропускания, превышающей в ряде случаев 10% центральной частоты диапазона, и хорошими шумовыми характеристиками.

В усилителях на туннельных диодах, так же, как в молекулярных и параметрических усилителях, эффект усиления возникает за счет вносимой в колебательный контур отрицательной проводимости. Однако, в отличие от названных усилителей, в УТД отрицательная проводимость возникает в самом диоде при подаче на него постоянного напряжения.

В туннельных диодах применяются полупроводники с необычно большим содержанием примесей, доходящим до $10^{19}$—$10^{21}$ *см* $^{-3}$, вместо обычного для полупроводниковых диодов $10^{16}$ *см* $^{-3}$. Благодаря высокой концентрации примесей в материале туннельного диода как *n*-, так и *p*-типа запирающий слой на переходе максимально утончается — приблизительно до 0,000001 *см*.

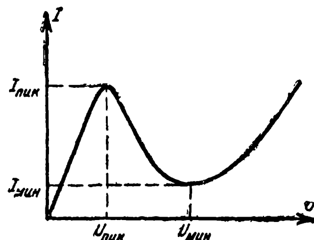



Рис. 13 43. Вольт-амперная характеристика туннельного диода.

$I_{пик}$ и $I_{мин}$ — пиковое и минимальное значения тока; $U_{пик}$ и $U_{мин}$ — значения напряжений, соответствующие пиковому и минимальному току.

При подведении к такому тонкому *p-n* переходу даже малого постоянного напряжения напряженность электрического поля в месте перехода достигает значительных величин (до $10^5$ *в/см*). Большая напряженность поля и малая толщина перехода создают условия для преодоления электронами энергетического барьера, существующего в месте перехода. При этом электрон как бы исчезает с одной стороны потенциального барьера и почти мгновенно появляется по другую сторону от него. Описанное явление носит название туннельного эффекта и достаточно подробно рассмотрено в литературе [Л. 71, 73].

Туннельный эффект способствует появлению аномальной вольт-амперной характеристики, имеющей падающий участок (рис. 13-43), свидетельствующий о наличии у диода отрицательной проводимости на этом участке. Это свойство позволяет преобразовывать энергию источника постоянного тока в энергию переменного тока, что дает возможность применять ТД для усиления и генерации колебаний.

Заметим, что в области падающего участка вольт-амперной характеристики механизм переноса тока через *p-n* переход носит туннельный характер, а переходы электронов происходят мгновенно со скоростью, близкой к скорости света (время перехода $10^{-13}$—$10^{-14}$ *сек*). В связи с этим частотные ограничения, связанные в обычных полупро-

водниковых приборах с временем дрейфа носителей зарядов, отпадают и ТД является практически безынерционным прибором. Частотный предел ТД определяется в основном их конструктивными параметрами и технологией изготовления. Современные ТД могут успешно применяться на частотах, достигающих 20—30 *Ггц*.

Для изготовления ТД применяются кремний, германий, арсенид галлия и антимонид галлия.

*Эквивалентная схема и основные параметры ТД.* Эквивалентная схема ТД приведена на рис. 13-44.

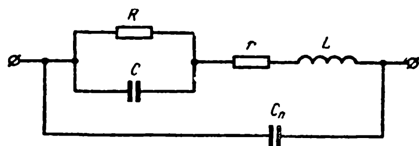



Рис. 13-44. Эквивалентная схема туннельного диода.

$C$ и $R$ — емкость и сопротивление $p$-$n$ перехода, $r$ — сопротивление потерь в толще кристалла, $L$ — внутренняя индуктивность диода, $C_п$—емкость патрона диода.

Одним из основных параметров ТД является отрицательное сопротивление $R$—, т. е. дифференциальное сопротивление на падающем участке вольт-амперной характеристики. Величина отрицательного сопротивления определяется как котангенс угла наклона касательной к выбранной точке на падающем участке характеристики. Величина $R_-$ может быть также определена по эмпирической формуле

$$R_- = 0,4\frac{U_{мин} - U_{пик}}{I_{пик} - I_{мин}}. \quad (13\text{-}190)$$

В диапазоне СВЧ отрицательное сопротивления ТД бывает от 20 до 100 *ом*.

Предельная частота ТД $f_{пр}$ — максимальная частота, на которой ТД проявляет себя как элемент с отрицательным сопротивлением,

$$f_{пр} = \frac{1}{2\pi R_- C}\sqrt{\frac{R}{r} - 1}. \quad (13\text{-}191)$$

Рабочая частота усилителя $f_р$ должна выбираться меньшей $f_{пр}$. Для повышения рабочих частот необходимо уменьшать емкость $p$-$n$ перехода и сопротивление потерь $r$. Современные ТД имеют $f_{пр}$ до 100 *Ггц*

Собственная резонансная частота ТД определяется выражением

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\sqrt{1 - \frac{L}{CR_-^2}}. \quad (13\text{-}192)$$

Эта частота должна быть выше, чем $f_{пр}$ [Л. 50]. Следовательно, для УТД должно выполняться неравенство

$$f_р < f_{пр} < f_0. \quad (13\text{-}193)$$

Желательно, чтобы частота $f_{пр}$ по крайней мере в 3 раза превышала рабочую частоту. Таким образом, собственная индуктивность ТД должна быть минимально возможной. У серийных ТД значение индуктивности составляет 0,1—0,6 *нгн*.

Повышение частотных пределов ТД требует уменьшения емкости $p$-$n$ перехода, сопротивления потерь и внутренней индуктивности. Это является достаточно сложной задачей. Например, при диаметре перехода, равным 200 *мк*, емкость $C$ составляет приблизительно 400 *пф*. Современные технологические методы позволяют снизить эту емкость.

Усилительные устройства на ТД являются регенеративными усилителями. Подобно ПУ они могут работать в режимах «на проход» и «на отражение» Наибольшее распространение в диапазоне СВЧ получили усилители на ТД с ферритовыми циркуляторами, работающие в режиме «на отражение». Основной частью этих усилителей являются объемные резонаторы, полосковые системы или какие-либо другие колебательные системы СВЧ в сочетании с туннельным диодом. Схематически устройство такого усилителя приведено на рис. 13-45. Усиливаемый сигнал поступает к плечу *I* циркулятора. Усилитель, подсоединенный к плечу *II*, может рассматриваться как линия передачи, нагруженная на отрицательное сопротивление $R_-$, отражающее падающую волну сигнала. Поскольку нагрузкой линии является отрицательное сопротивление, отраженный сигнал по амплитуде превышает падающий. Необходимая величина усиления

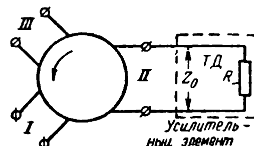



Рис 13-45 Схематическое изображение УТД с циркулятором

получается путем подбора соответствующего соотношения между полным характеристическим сопротивлением линии передачи $z_0$ и отрицательным сопротивлением диода $R_-$. С помощью цепи смещения [1] (на рис. не показана) выбирается необходимая рабочая точка на падающем участке вольт-амперной характеристики. Элементы настройки (не показанные на рисунке) уменьшают паразитную реактивность диода на рабочей частоте, так что полное сопротивление ТД представляет собой почти чисто отрицательное сопротивление. При этом достигаются большее усиление и более широкая полоса пропускания, чем без использования

[1] Обычно напряжение смещения ТД устанавливают в 0,1—0,2 *в* при токе в несколько миллиампер.

параллельного резонанса элементов ТД. Усиленный отраженный сигнал снимается с плеча *III* циркулятора.

Для стабильного усиления необходимо, чтобы полная проводимость контура $g_0$, включая проводимости источника сигнала $g_c$ и нагрузки $g_н$, была больше абсолютной величины отрицательной проводимости диода $G=1/R_-$

$$g_0 + g_н + g_c - G > 0.$$

Помимо усилителей с циркулятором, возможны гибридные (или балансные) усилители [Л. 80].

Шумовые свойства усилителя на ТД определяются главным образом дробовыми шумами, вызываемыми рабочим током смещения, а также тепловыми шумами сопротивления *r*. Обе эти составляющие при соответствующем выборе режима работы и технологии изготовления ТД могут быть сведены к достаточно малым величинам.

Шумовые характеристики УТД улучшаются при охлаждении. Например, при охлаждении УТД с рабочей частотой 1,3 *Ггц* до температуры 80° К коэффициент шума улучшился на 1,5—2 *дб* [Л. 71].

Ниже приводятся некоторые формулы для оценки параметров усилителей на ТД.

Площадь усиления таких усилителей определяется выражением

$$\sqrt{K_р}\, П = \frac{1 - m_c^2}{\pi |R_-| C}, \quad (13\text{-}194)$$

где

$$m_c^2 = f_р^2/f_{пр}^2.$$

Коэффициент шума

$$N = \frac{1 + 0{,}02\, |IR_-|}{1 - m_c^2}, \quad (13\text{-}195)$$

где $I$ — ток диода в рабочей точке, *ма*;
$R_-$ — сопротивление, *ом*.

Мощность насыщения при условии, что для аппроксимации вольт-амперной характеристики используется полином пятой степени, определяется соотношением

$$P_{нас} = 5 \cdot 10^{-10} \frac{U_р^2}{R_-} \left(1 - m_c^2\right)^{3/2}. \quad (13\text{-}196)$$

Современные усилители на ТД работают в диапазоне частот до 40 *Ггц*, характеризуются коэффициентом усиления порядка 15—20 *дб* и полосой пропускания не менее 10% от центральной частоты диапазона.

Коэффициент шума усилителей на ТД в диапазоне 4—7 *Ггц* равен приблизительно 4,5—5 *дб*, в диапазоне 7—10 *Ггц* — до 5—6,5 *дб* и в диапазоне 12—16 *Ггц* — около 5,5—7 *дб*.

Уровень насыщения по входной мощности (по уменьшению усиления на 1 *дб*) составляет обычно $10^{-7}$—$10^{-8}$ *вт*, но для некоторых усилителей повышается до $10^{-6}$ *вт*.

Несомненными достоинствами усилителя на ТД являются простота, малые габариты и вес, отсутствие источников накачки, ничтожное потребление энергии ($10^{-3}$—$10^{-4}$ *вт*), высокая механическая прочность, а также малая чувствительность к различного рода внешним воздействиям. Диапазон рабочих температур таких усилителей находится в пределах от —265 до 350—375° С. Характеристики УТД существенно не изменяются при уровнях радиации до $10^{17}$ *нейтрон/см* и при облучении их потоками быстрых электронов с энергией 7 *Мэв*.

Следует заметить, однако, что широкополосность УТД создает трудности по их стабилизации. Кроме того, УТД по своим шумовым характеристикам уступают ПУ и МУ.

### Особенности применения малошумящих усилителей

Практика показывает, что при выборе какого-либо из малошумящих усилителей надо основываться не только на их шумовых характеристиках (рис. 13-46), но также учитывать и конкретные условия работы, которые часто не позволяют реализовать шумовые параметры усилителя.

Для иллюстрации этого положения ниже показано, какие составные элементы определяют шумовую температуру, например, для радиоастрономической системы с молекулярным усилителем [Л. 83].

**Шумовая температура элементов приемной системы (°К)**

| | |
|---|---|
| Потери в антенне (измеренное значение) | 20 |
| Переключающий циркулятор радиометра (0,35 *дб*) | 25 |
| Циркулятор МУ (0,35 *дб*) | 25 |
| Коаксиальный кабель криостата (0,1 *дб*) | 7 |
| Другие кабели (приблизительно) | 7 |
| Спонтанная эмиссия в МУ (теоретическое значение) | 2 |
| Второй каскад (усиление 20 *дб*, *T*= 900° К) | 9 |
| Результирующая шумовая температура | 95° К |

Таким образом, шумы собственно МУ составляют всего лишь около 2%. Кроме того, в случае применения малошумящих усилителей существенное значение приобретает шумовая температура антенны. Расчеты показывают, что шумовую температуру приемника с малошумящим УРЧ целесообразно снижать до значений, составляющих 15—20% шумовой температуры антенны. Возможности применения МУ в приемных системах ограничиваются: сложностью эксплуатации, применением криогенной техники, необходимостью хранения, транспортировки и восполнения запасов жидкого гелия, а также габаритами и весом. Существенными недостатками МУ являются также относительно небольшой уровень мощности насыщения (~$10^{-8}$ *вт*), большое время восстановления и узкополосность. От-

сюда следует, что применение МУ в их современном состоянии в приемных устройствах целесообразно лишь в случае, когда предельно низкая шумовая температура является принципиальным условием для работы системы. Заметим, однако, что в ближайшем будущем следует ожидать уменьшения габаритов и веса систем МУ и упрощения их эксплуатации, что наряду

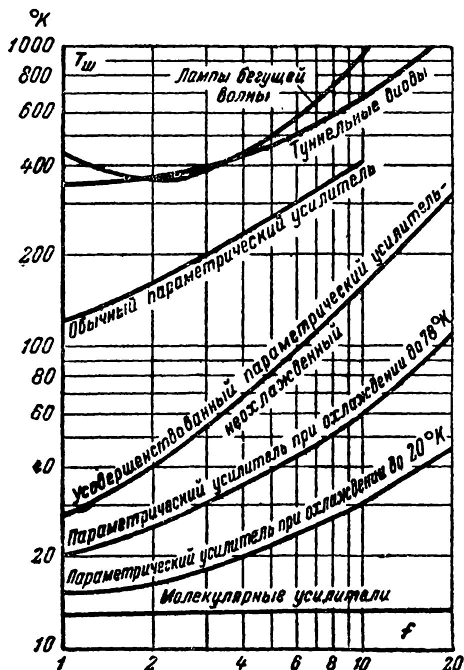



Рис. 13-46. Шумовые характеристики малошумящих усилителей) ($f$ — в гигагерцах).

с разработкой малошумящих элементов волноводного тракта может сделать целесообразным более широкое применение МУ в радиоприемных устройствах.

Малошумящие системы с ПУ, шумовые характеристики которых незначительно отличаются от соответствующих характеристик МУ, обладают по сравнению с последними рядом преимуществ, заключающихся в простоте устройства и эксплуатации и дешевизне. Несомненным достоинством ПУ, кроме того, является способность работать в широком диапазоне температур, вплоть до гелиевых, при незначительной подстройке системы. Динамический диапазон ПУ не менее чем на 20 *дб* шире, чем у МУ.

Недостатками ПУ являются довольно жесткие требования к стабильности мощности и частоты генератора накачки, а также высокие требования к циркуляторам и вентилям.

Усилители на туннельных диодах характеризуются весьма простой схемой, достаточной широкополосностью и, кроме того, не требуют генератора накачки. Однако они заметно уступают ПУ по шумовой температуре и мощности насыщения.

Малошумящие ЛБВ значительно превосходят рассмотренные выше усилители по широкополосности. Их целесообразно применять в таких системах, в которых требования к шумовым характеристикам не являются определяющими.

Весьма существенное значение в случае применения малошумящих усилителей приобретают шумовые характеристики антенны и элементов волноводного тракта. Для малошумящих антенн основное значение имеют, во-первых, омические потери, связанные с тепловыми шумами, и, во-вторых, боковые и задние лепестки диаграммы направленности, поскольку они обусловливают прием тепловых шумов, излучаемых относительно горячей Землей.

Потери во входных цепях усилителя создают тепловые шумы, которые непосредственно складываются с входными шумами усилителя. При температуре 290° К (комнатная температура) увеличение таких потерь на 0,1 *дб* вызывает увеличение шумовой температуры на 7° К. При возрастании потерь происходит не только увеличение шума, но и существенное ослабление сигнала Таким образом, применение малошумящих усилителей требует использования волноводных элементов с малыми потерями.

Большое значение приобретает также уменьшение влияния шумов второго каскада. Как известно, результирующая шумовая температура $T_{ш.рез}$ двух усилителей с шумовыми температурами $T_{ш1}$ и $T_{ш2}$ соответственно определяется выражением

$$T_{ш\ рез} = T_{ш1} + \frac{T_{ш2}}{K_{p1}}. \quad (13\text{-}197)$$

Чтобы второй каскад практически не вносил шумов, коэффициент усиления первого каскада должен намного превышать величину $T_{ш2}/T_{ш1}$. Если, например, температуры $T_{ш1}$ и $T_{ш2}$ равны соответственно 10 и 1 000° К. то, для того чтобы шумы второго каскада практически не ощущались, усиление первого каскада должно существенно превышать 20 *дб*. При соответствующем выборе типа усилителя и элементов волноводного тракта с малыми потерями могут быть получены приемные системы с хорошими шумовыми характеристиками.

Для иллюстрации ниже приводятся численные значения шумов различных элементов входного тракта малошумящего приемника с ПУ охлаждаемым гелием [Л. 79].

| | | |
|---|---|---|
| Потери передачи во входной коаксиальной линии (295→60° К) | 0,12 *дб* | 6° К |
| Вносимые потери охлаждаемого циркулятора (60° К) | 0,16 *дб* | 3° К |
| Шумовая температура охлаждаемого ПУ | — | 4° К |
| Шумовая температура второго каскада ПУ, включая шумы смесительного каскада | 300° К | 3° К |
| Результирующее значение | | 16° К |

## 13-6. УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Основное усиление в приемнике осуществляется в УПЧ, число каскадов которого может доходить до 8—10, а коэффициент усиления $K_0=10^2\div10^6$ (40—120 *дб*).

УПЧ работают на частоте $f_0=f_п=0{,}1$ — 100 *Мгц* при полосе пропускания от 1 *кгц* до 20 *Мгц*. Полоса пропускания выбирается равной или несколько большей ширины спектра принимаемого сигналы. Форма резонансной характеристики в связных приемниках выбирается возможно более близкой к прямоугольной с целью неискаженного воспроизведения всех гармонических составляющих сигнала в пределах полосы пропускания, а в приемниках радиолокационных и радионавигационных систем, где одной из основных задач является уверенное обнаружение сигналов на фоне шумов, форма резонансной характеристики должна повторить (при белом шуме) амплитудный спектр сигнала (см. т. 1 разд. 3).

### Узкополосные УПЧ

К узкополосным относятся УПЧ с полосой пропускания частот $П=1\div300$ *кгц* (отсчитывается на уровне $\gamma=0{,}5\div0{,}7$) при $f_п=0{,}1\div10$ *Мгц* и числом каскадов не более четырех.

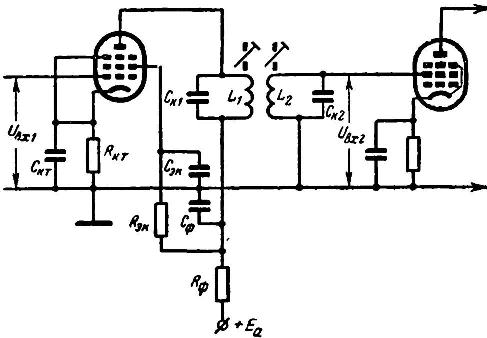


Рис. 13-47. Схема каскада на пентоде с двухконтурным полосовым фильтром.

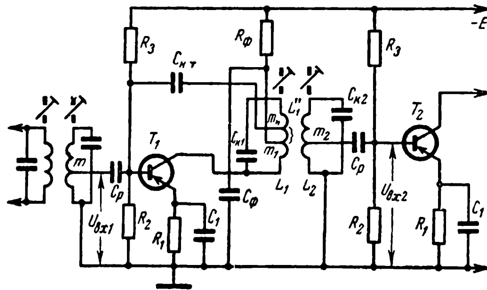


Рис 13 48 Схема каскада на транзисторе с двухконтурным полосовым фильтром.

Каскады УПЧ выполняются по схемам с двухконтурными полосовыми фильтрами (рис. 13-47, 13-48) или с фильтрами сосредоточенной избирательности (на входе многозвенный фильтр, все остальные каскады одноконтурные, рис. 13-49). В последнем случае полоса пропускания и избирательность по соседнему каналу в основном определяются многозвенным фильтром.

Коэффициент усиления лампового каскада с двухконтурным полосовым фильтром

$$K_0=\frac{\beta}{1+\beta^2}SR_к, \qquad (13\text{-}198)$$

где $\beta=k/d$ — фактор связи, $k$ — коэффициент связи между контурами.

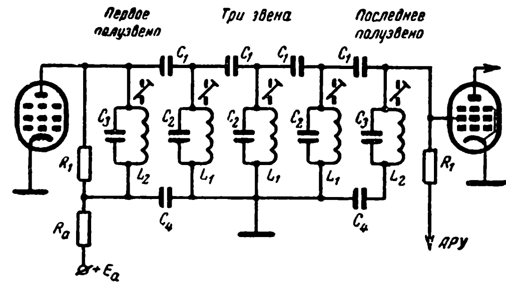



Рис. 13-49. Схема каскада с сосредоточенной избирательностью.

Обычно берут $\beta=1$. При этом получается одновершинная частотная характеристика с уплощенной вершиной, а коэффициент усиления каскада и уравнение его частотной характеристики имеют вид.

$$K_0=\frac{1}{2}SR_к; \qquad (13\text{-}199)$$

$$\gamma=\frac{2}{\sqrt{4+\xi^4}}, \qquad (13\text{-}200)$$

где $\xi$ — обобщенная расстройка.

В пентодном каскаде влияние внутреннего сопротивления пентода на затухание контура не учитывается, так как оно во много раз больше резонансного сопротивления контура.

В каскаде на транзисторе для получения максимального усиления заданная полоса пропускания и режим согласования достигаются соответствующим выбором коэффициентов трансформации контуров полосового фильтра.

Коэффициент усиления транзисторного каскада с одиночным контуром или с двухконтурным полосовым фильтром при $\beta=1$ в режиме согласования при заданной полосе пропускания

$$K_{0c}=\frac{S_0}{2\sqrt{(1+\omega_0^2\tau^2)\,g_{вых1}\,g_{вх2}}}\times\frac{d-d_к}{d}. \qquad (13\text{-}201)$$

Уравнение частотной характеристики определяется той же формулой, что и для лампового каскада.

Работа УПЧ на фиксированной частоте позволяет осуществить нейтрализацию внутренней обратной связи транзисторов созданием внешней обратной связи, равной по величине и обратной по знаку внутренней связи. Внешняя обратная связь создается через конденсатор нейтрализации $C_{нт}$, который включается между частью выходного контура и входом транзистора так, чтобы на него действовало напряжение противофазное выходному напряжению транзистора. Для получения противоположных знаков внешней и внутренней обратных связей конденсатор $C_{нт}$ включается так, как на рис. 13-48 Современные высокочастотные транзисторы имеют относительно малую внутреннюю обратную связь, что позволяет выполнять УПЧ без нейтрализации.

Так как каскад преобразователя частоты отличается от каскада УПЧ только крутизной преобразования $S_п \approx 0{,}25\, S$, то расчет всего тракта промежуточной частоты вместе с преобразовательным каскадом удобно производить совместно, условно заменяя преобразователь усилительным каскадом

### Узкополосные ламповые УПЧ

Исходные данные для расчета: промежуточная частота $f_п$; полоса пропускания $П_\gamma$ на уровне $\gamma_0$; избирательность по соседнему каналу $S_c$ при расстройке $\Delta f_c$: коэффициент усиления $K_0$; тип ламп УПЧ и их параметры ($S$, $C_{вх}$, $\Delta C_{вх}$, $C_{вых}$, $\Delta C_{вых}$); тип лампы преобразователя частоты и ее крутизна преобразования $S_п$; входное сопротивление детектора $R_{вх.д}$.

Порядок расчета для $\beta = 1$[Л. 20, 21, 27, 32, 34, 46]. Находят затухание контуров полосовых фильтров для заданного уровня отсчета полосы пропускания, принимая за $n$ общее число каскадов УПЧ вместе с каскадом преобразования частоты

$$d = \frac{П_\gamma}{f_п} \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n]{\frac{1}{\gamma_0^2}} - 1}}; \qquad (13\text{-}202)$$

при

$$\gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0{,}7$$

$$d = \frac{П}{f_п} \frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n]{2} - 1}} = \frac{П}{f_п} \psi(n). \qquad (13\text{-}203)$$

Значения функции $\psi$ ($n$) для усилителя с двухконтурными полосовыми фильтрами приведены в табл. 13-6.

Выбирают емкость контуров двухконтурного полосового фильтра из условия устойчивости полосы пропускания при смене ламп

$$C_п \geqslant 3 \frac{\Delta C}{d}, \qquad (13\text{-}204)$$

где $\Delta C = \sqrt{\Delta C_{вых} \Delta C_{вх}}$, $\Delta C_{вых}$ и $\Delta C_{вх}$ — разброс выходной и входной лампы, который можно принять:

$$\Delta C_{вых} = 0{,}1\, C_{вых} \text{ и } \Delta C_{вх} = 0{,}1 C_{вх};$$

и условия устойчивости работы

$$C_у \geqslant \frac{300}{d} \sqrt{\frac{S\,(C_{а\,с} + C_п)}{f_п}}, \qquad (13\text{-}205)$$

где $C$ — в *пф*, $S$ — в *ма/в* и $f_п$ — в *кгц*; из двух найденных значений $C$ берется наибольшее.

Находят резонансное сопротивление контура и коэффициент усиления каскада:

$$R_к = \frac{1{,}6 \cdot 10^5}{f_п C d}; \qquad (13\text{-}206)$$

$$K_{01} = \frac{1}{2} S R_к, \qquad (13\text{-}207)$$

где $f_п$ — в *кгц*, $C$ — в *пф*, $S$ — в *ма/в*, $R_к$ — в *ком*.

Коэффициент трансформации $m_д$ между последним контуром и входом детектора выбирают так, чтобы затухание контура изменилось не более, чем на 20%

$$m_д \leqslant \frac{1}{2{,}2} \sqrt{\frac{R_{вх}}{R_к}}. \qquad (13\text{-}208)$$

Если $m_д \geqslant 1$, то детектор можно включить ко всему контуру.

Коэффициент усиления оконечного каскада

$$K_{0\,ок} = \frac{1}{2} S R_к m_д. \qquad (13\text{-}209)$$

Индуктивность контуров фильтров $L_1 = L_2$ определяется по формуле (13-51).

Сосредоточенная емкость контуров фильтра

$$C_{к1} = C_{к2} = C - (C_0 + C_{вх} + C_м), \qquad (13\text{-}210)$$

где $C_0 = 8 \div 10$ *пф* — собственная емкость катушки; $C_м = 5 \div 8$ *пф* — емкость монтажа.

Коэффициент связи и взаимоиндукция между контурами фильтра соответственно равны:

$$k_{кр} = d; \qquad (13\text{-}211)$$

$$M = k_{кр} L. \qquad (13\text{-}212)$$

Коэффициент усиления усилителя вместе с преобразователем частоты

$$K_{0у.п} = K_{01}^n \frac{S_п}{S} m_д \geqslant K_{0\,задан}. \qquad (13\text{-}213)$$

Избирательность по соседнему каналу должна быть не менее заданной

$$S_c = \left[\sqrt{1 + \frac{\left(\frac{2\Delta f_c}{df_п}\right)^4}{4}}\right]^n \qquad (13\text{-}214)$$

$=C_{к2}=220$ *пф*; $k_{кр}=0{,}019$; $M=8{,}4$ *мкгн*; $K_0=325\,000$ ($>300\,000$); $S_c=21$ ($>20$).

*Расчет многозвенного фильтра* [Л. 23, 46]. Применение многозвенного фильтра (рис 13-49) вместо двухконтурного полосового фильтра целесообразно, если собствен-

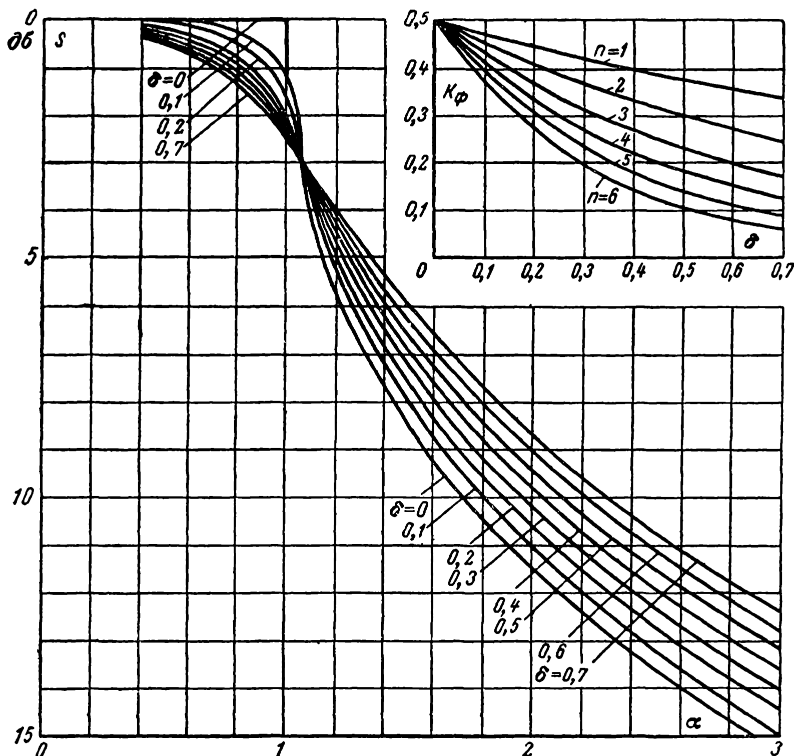



Рис. 13 50 Обобщенные резонансные кривые одного звена фильтра и график для определения коэффициента передачи фильтра $K_ф$ (верхний рисунок).

Если коэффициент усиления и избирательность по соседнему каналу получаются меньше заданных величин, то следует увеличить число каскадов УПЧ.

Расчет усилителя при $\beta>1$ (двухвершинная частотная характеристика) приведен в [Л. 20, 21, 32, 46].

Расчет сопротивлений резисторов и емкостей блокировочных конденсаторов производится так же, как и для УРЧ.

**Пример 14.** Рассчитать ламповый УПЧ с преобразователем частоты по следующим данным: $f_п=465$ *кгц*; $П=9$ *кгц*; $\gamma_0=0{,}7$; $S_c\geqslant\geqslant 20$ при $\Delta f_c=10$ *кгц*; $K_0\geqslant 300\,000$; лампы УПЧ типа 6К4П; $S=4{,}4$ *ма/в*; $C_{вых}=5$ *пф*; $\Delta C_{вых}=0{,}5$ *пф*; $C_{вх}=5{,}5$ *пф*; $\Delta C_{вх}=0{,}6$ *пф*; $C_{а.с}=0{,}0035$ *пф*; лампа преобразователя частоты типа 6И1П; $S_п=0{,}77$ *ма/в*; $R_{вх.д}==100$ *ком*.

Результаты расчета: число каскадов $n=3$ (два каскада УПЧ и каскад преобразователя); $C=265$ *пф*; $R_к=68{,}5$ *ком*; $K_{01}=150$; $m_д=0{,}55$; $L=444$ *мкгн*; $C_{к1}=$

ное затухание контура удовлетворяет условию

$$d_к \leqslant \frac{П}{2{,}8 f_п}. \qquad (13\text{-}215)$$

Конструктивно можно выполнить контур с собственным затуханием $d_к\geqslant 0{,}003$.

Находят обобщенное затухание

$$\delta = d_к \frac{2f_п}{П} \qquad (13\text{-}216)$$

и обобщенную расстройку

$$\alpha = \frac{2\Delta f_c}{П}. \qquad (13\text{-}217)$$

Избирательность по соседнему каналу одного звена находят по резонансным кривым рис. 13-50 по величинам $\delta$ и $\alpha$.

По заданной избирательности определяют число звеньев фильтра

$$n=\frac{S_c[\partial б]}{S_1[\partial б]}, \qquad (13\text{-}218)$$

причем $n$ округляется до большего целого значения.

По величинам $\delta$ и $n$ находят коэффициент передачи фильтра $K_ф$ (см. график на рис. 13-50). Сопротивления на входе и выходе обычно берут $R_1=50\div150$ *ком*. Определяют емкости конденсаторов связи и контуров:

$$C_1=\frac{1{,}6\cdot10^5}{f_п R_1}; \qquad (13\text{-}219)$$

$$C_2=\frac{1{,}6\cdot10^5}{\frac{П}{2}R_1}-2C_1; \qquad (13\text{-}220)$$

$$C_3=0{,}5C_2, \qquad (13\text{-}221)$$

где $C$ — в *пф*, $f_п$ — в *кгц*, $П$ — в *кгц*, $R_1$ — в *ком*.

Емкость разделительных конденсаторов берут равной $C_4=0{,}01\div0{,}05$ *мкф*. Определяют индуктивности контуров:

$$\left.\begin{aligned}L_1&=\frac{0{,}8\cdot10^5ПR_1}{f_п^2};\\ L_2&=2L_1,\end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}222)$$

где $L$ — в *мкгн*, $П$ — в *кгц*, $R_1$ — в *ком*.

Катушки фильтра должны быть экранированы одна от другой. Для уменьшения затухания их следует выполнять с замкнутыми магнитодиэлектрическими сердечниками. Емкости должны иметь точность $\pm5\%$.

**Пример 15.** Рассчитать многозвенный фильтр для следующих данных: $f_п=465$ *кгц*; $П=9$ *кгц*; $S_c=60$ *дб* при $\Delta f_c=10$ *кгц*.

Результаты расчета: $d=0{,}005$; $\delta=0{,}52$; $\alpha=2{,}22$; $S=10{,}3$ *дб*; $n=6$; $K_ф=0{,}1$; принимаем $R_1=100$ *ком*; $C_1=3{,}5$ *пф*; $C_2=360$ *пф*; $C_3=180$ *пф*; принимаем $C_4=0{,}01$ *мкф*; $L_1=332$ *мкгн*; $L_2=664$ *мкгн*.

## Узкополосные транзисторные УПЧ

Узкополосные транзисторные УПЧ (рис. 13-48) рассчитываются в той же последовательности, что и ламповые [Л. 11, 13, 21, 26, 27, 39, 43, 85].

Если параметры транзистора не заданы, то они определяются по формулам (13-108)—(13-111). Задаваясь числом каскадов $n$ УПЧ и преобразователем, находят затухания контуров полосовых фильтров по формуле (13-202) или (13-203).

Задаваясь емкостью контуров полосового фильтра $C=200\div1\,000$ *пф* и их собственным затуханием $d_к\geqslant0{,}005$, находят коэффициенты трансформации для работы контуров в режиме согласования:

$$m_{1c}=\sqrt{\frac{d-d_к}{g_{вых1}}2\pi f_п C}; \qquad (13\text{-}223а)$$

$$m_{2c}=\sqrt{\frac{d-d_к}{g_{вх2}}2\pi f_п C}, \qquad (13\text{-}223б)$$

где $f_п$ — в *Мгц*, $C$ — в *пф*, $g_{вых1}$ и $g_{вх2}$ — выходная проводимость усилительного каскада и входная следующего каскада в *мксим*.

Находят коэффициенты трансформации $m_{2д}$ второго контура полосового фильтра оконечного каскада [см. (13-223б)], положив $g_{вх2}=g_{вх\,д}$, и $m_{1п}$ первого контура фильтра преобразователя частоты по (13-223а), положив $g_{вых1}=g_{вых.п}$, где $g_{вых.п}$ = выходная проводимость преобразователя частоты.

Задаваясь емкостью монтажа $C_{м1}=C_{м2}\leqslant10$ *пф* и собственной емкостью катушек $C_0=5\div10$ *пф*, находят емкости контуров:

$$\left.\begin{aligned}C_{к1}&=C-\left[C_0+m_{1c}^2\left(C_{вых1}+C_{м1}\right)\right];\\ C_{к2}&=C-\left[C_0+m_{2c}^2\left(C_{вх2}+C_{м2}\right)\right]\approx C_{к1}.\end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}224)$$

Индуктивность контуров определяем по (13-51), коэффициент связи и взаимоиндукцию между контурами фильтра — по формулам (13-211) и (13-212).

Определяют величины $\omega_п\tau=2\pi f_п r_б C_{б.э}$ и затем находят коэффициенты усиления каскадов в режиме согласования при заданной полосе пропускания. Коэффициент усиления каскада УПЧ

$$K_{0c1}=\frac{S_0}{2\sqrt{\left(1+\omega_п^2\tau^2\right)g_{вых1}g_{вх2}}}\times\left(1-\frac{d_к}{d}\right). \qquad (13\text{-}225)$$

Условие устойчивости каскада с двухконтурным полосовым фильтром

$$K_{0c1}\leqslant K_{уст}=\frac{0{,}6\div0{,}7}{\sqrt{1{,}1+\omega_п\tau}}\times\sqrt{\frac{S_0}{\omega_п C_{б.к}}}. \qquad (13\text{-}226)$$

Если оно не выполняется, то задаются отношением индуктивностей $L''_1/L\leqslant0{,}5$ и находят коэффициент трансформации в цепи нейтрализации

$$m_н=\frac{L_1''}{L_1}m_1. \qquad (13\text{-}227)$$

Емкость конденсатора нейтрализации

$$C_{\text{нт}} = \frac{C_{\text{б.к}}}{\left(1+\omega_{\text{п}}^2\tau^2\right) m_{\text{н}}}. \qquad (13\text{-}228)$$

Коэффициент усиления последнего каскада УПЧ $K_{\text{ос.д}}$, работающего на детектор, определяют по (13-225), положив $g_{\text{вх2}}=g_{\text{вх.д}}$.
Коэффициент усиления преобразователя частоты

$$K_{0\,\text{с.п}} = K_{0\text{с}1}\frac{S_{\text{п}0}}{S_0}\times$$

$$\times\sqrt{\frac{\left(1+\omega_{\text{п}}^2\tau^2\right)}{\left(1+\omega_{\text{п}}^2\tau^2\right)_{\text{п}}}\frac{g_{\text{вых}1}}{g_{\text{вых.п}}}}, \qquad (13\text{-}229)$$

где $S_{\text{п}0}$ — крутизна преобразования.
Коэффициент усиления УПЧ с преобразователем частоты

$$K_{0\text{с}} = K_{0\,\text{с.п}}K_{0\,\text{с}1}^{n-2}K_{0\,\text{с.д}} \geqslant K_{0\text{задан}}, \qquad (13\text{-}230)$$

где $n-2$ — число каскадов УПЧ без последнего каскада.

Избирательность по соседнему каналу определяют по формуле (13-214).

Емкость разделительного конденсатора определяют по формуле (13-117а). Сопротивление фильтра $R_{\text{ф}}=1\div5$ *ком*. Емкость конденсатора фильтра определяют по формуле (13-150), положив $R_{\text{а}}=R_{\text{ф}}$.

**Пример 16. Рассчитать** узкополосный транзисторный УПЧ с преобразователем по следующим данным: $f_{\text{п}}=465$ *кгц*; $П=7$ *кгц*; $\gamma_0=0{,}7$; $K_0\geqslant5\,000$; $S_{\text{с}}=60$ при $\Delta f_{\text{с}}=10$ *кгц*; транзистор П15, $S_0=50$ *ма/в*; $C_{0\,\text{вх}}\approx C_{\text{б.э}}=3\,000$ *пф*; $g_{\text{вх}}=1\,350$ *мксим*; $C_{\text{б.к}}=33$ *пф*; $C_{\text{вых}}=87$ *пф*; $g_{\text{вых}}=43$ *мксим*; $r_{\text{б}}=100$ *ом*; УПЧ, транзистор П15; $S_{\text{п}0}=20$ *ма/в*; $g_{\text{вых.п}}=35$ *мксим*; $R_{\text{вх.д}}=4$ *ком*.

Результаты расчета: $n=3$; $d=0{,}015$; $C=1\,000$ *пф*; $d_{\text{к}}=0{,}01$; $m_{1\text{с}}=0{,}59$; $m_{2\text{с}}=0{,}015$; $m_{1\text{п}}=0{,}65$; $m_{2\text{д}}=0{,}035$; $C_{\text{к}1}\approx C_{\text{к}2}\approx1\,000$ *пф*; $L=118$ *мкгн*; $K_{\text{кр}}=0{,}015$; $M=1{,}8$ *мкгн*; $L''_1/L_1=0{,}5$; $m_{\text{н}}=0{,}294$; $C_{\text{нт}}\approx110$ *пф*; $\omega_{\text{п}}\tau=0{,}29$; $K_{0\text{с}1}\approx25$; $K_0=6\,000$ ($>5\,000$); $S_{\text{с}}=74$ ($>60$); $C_{\text{р}}=0{,}025$ *мкф*; $C_{\text{ф}}=0{,}1$ *мкф*; $R_{\text{ф}}=1$ *ком*.

## Широкополосные УПЧ

К широкополосным УПЧ относятся усилители, имеющие полосу частот пропускания от 0,5 до 20 *Мгц* (отсчитывается на уровне $\gamma_0=0{,}7$ при $f_{\text{п}}=10\div100$ *Мгц*), обычно они имеют не более 10 каскадов.

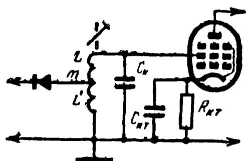



Рис 13-51. Схема одноконтурной входной цепи УПЧ.

Если преобразовательный каскад выполнен на триоде или пентоде, то он рассчитывается совместно с каскадами УПЧ. Он отличается только тем, что $S_{\text{п}}<S$. Если же преобразователь выполнен на диоде, то на входе УПЧ применяется входная цепь двух видов: одноконтурная (рис. 13-51) и двухконтурная (рис. 13-52). Одноконтурная входная цепь проста в изготовлении и настройке. Двухконтурная входная цепь сложней в изготовлении и настройке, но при заданной полосе пропускания несколько уменьшает коэффициент шума первого каскада УПЧ.

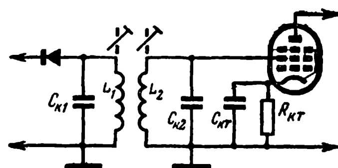



Рис. 13-52. Схема двухконтурной входной цепи УПЧ.

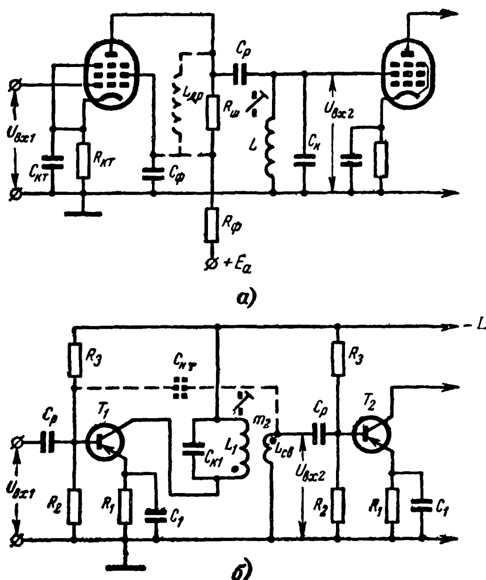



Рис. 13-53. Схема одноконтурного каскада. *а* — лампового; *б* — транзисторного.

Усилители с одиночными настроенными в резонанс контурами применяются для $П\leqslant3$ *Мгц*. Схемы одноконтурного каскада на лампе и транзисторе приведены на рис. 13-53. Усилители с одиночными попарно расстроенными контурами применяются для $П\leqslant3\div8$ *Мгц* и состоят из двоек одноконтурных каскадов, контуры которых настраиваются на $f_1<f_0$ и $f_2>f_0$ (рис. 13-54, *а*). Плоская вершина частотной характеристики получается при критической расстройке $\Delta f_0$

контуров относительно $f_0$, соответствующей критической обобщенной расстройке,

$$\xi_0 = \frac{2\Delta f_0}{df_0} = 1. \qquad (13\text{-}231)$$

Усилители с одиночными контурами, настроенными на три частоты, применяются

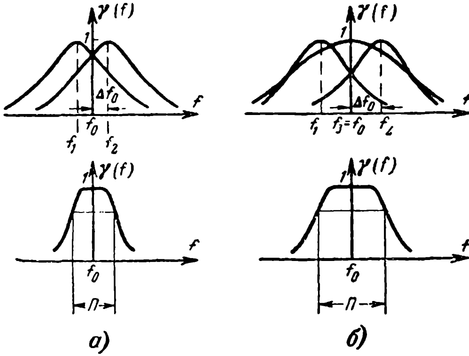


Рис. 13-54 Частотные характеристики.

*а* — пары расстроенных каскадов при критической расстройке и результирующая частотная характеристика; *б* — тройки расстроенных каскадов при критической расстройке и результирующая частотная характеристика.

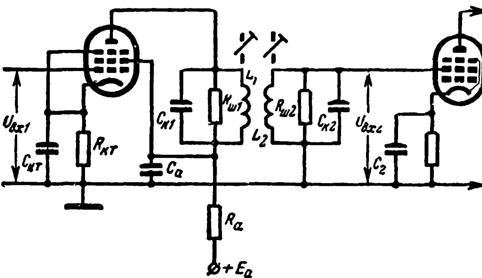


Рис. 13-55. Схема каскада с двумя связанными контурами

для $П>8$ *Мгц* и состоят из троек одноконтурных каскадов, контуры которых настраиваются на $f_1<f_0$, $f_2>f_0$ и $f_3=f_0$ (рис. 13-54, *б*), причем затухание контура, настроенного на $f_0$, в 2 раза больше затухания двух других контуров. Плоская вершина частотной характеристики получается при критической расстройке, соответствующей $\xi_0=\sqrt{3}$. Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами применяется для $П \leqslant 8$ *Мгц* (рис. 13-55). Плоская вершина частотной характеристики получается при

$$\beta = \frac{k}{d} = 1.$$

Коэффициент усиления лампового каскада обратно пропорционален емкости контура и полосе пропускания каскада. Эти зависимости лежат в основе расчета многокаскадных ламповых УПЧ. Расчет производится с помощью введения единичного усиления и табличных функций [Л. 6, 11, 21].

Коэффициент усиления транзисторного каскада в режиме согласования возрастает с увеличением полосы пропускания (13-258)—(13-260). Поэтому методы расчета многокаскадных ламповых и транзисторных УПЧ различны.

## Ламповые широкополосные УПЧ

Порядок расчета широкополосных УПЧ имеет некоторые особенности и излагается в [Л. 6, 21, 32, 34]. Если в приемнике преобразователь частоты диодный, то сначала рассчитывается входная цепь УПЧ, а если преобразователь триодный или пентодный, то усилитель рассчитывается совместно с ним.

При диодном преобразователе целесообразно выбирать полосу пропускания входной цепи не менее чем в 1,5—2 раза шире полосы пропускания УПЧ, чтобы входная цепь практически не влияла на общую резонансную кривую УПЧ. Далее находят полное затухание контура входной цепи $d=П_{в.ц}/f_п$. Полагая $m_{2c}=1$, из (13-50) находят полную емкость контура

$$C = \frac{g_{вх}}{(d-d_к')\,\pi f_п}.$$

Должно выполняться условие $C \geqslant C_{вх} + C_м$. Если это условие не выполняется, то следует применить двухконтурную входную цепь, расчет которой производится по графикам [Л. 34].

Расчет одноконтурной входной цепи производят по найденной величине $C$ и по формулам (13-49), (13-51), (13-52), (13-55), положив $g_А = g_{вых.с}$.

Определяют собственную проводимость контура $g_{к1} = 2\pi f_0 Cd$ и произведение $R_ш g = R_ш(g_{к1}+g_{вх})$.

При $R_ш g \gg g_{к1} + h\, g_{вх}$ минимальный коэффициент шума первого каскада соответствует режиму согласования входной цепи со смесителем и определяется по формуле (13-146).

Если $R_ш\, g^2 < (g_{к1} + h g_{вх})$, то коэффициент шума первого каскада УПЧ будет минимальным при некотором рассогласовании и коэффициент трансформации входной цепи и минимальный коэффициент шума определяют по формулам (13-151) и (13-152). Коэффициент шума УПЧ определяют по формуле (13-91), предварительно определив коэффициент усиления номинальной мощности по (13-147). Коэффициент передачи одноконтурной входной цепи при небольшом рассогласовании практически не изменяется [Л. 21], и поэтому его определяют по формуле (13-53), положив $g_а = g_с$ и $K_ф = 1$.

**Значения φ (n)**

Таблица 13-4

| Тип схемы | Число каскадов | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| Усилитель с одиночными настроенными в резонанс контурами | 1,0 | 2,5 | 7,7 | 30 | 130 | 550 | 2 600 | 17 000 | 89 000 | 620 000 |
| Усилитель с одиночными попарно расстроенными контурами; расстройка критическая, $\xi_0 = 1$ | — | 1,0 | — | 2,5 | — | 8 | — | 29 | — | 100 |
| Усилитель с одиночными контурами, настроенными на три частоты; расстройка критическая, $\xi_0 = \sqrt{3}$ . . . . . . . . | — | — | 1 | — | — | 2,5 | — | — | 3,8 | — |
| Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами, $\beta = 1$. | 1,4 | 3,2 | 8 | 22 | 68 | 200 | 650 | 2 000 | 7 000 | 25 000 |

В одноконтурных каскадах полная емкость

$$C = C_{вых1} + C_м + C_к + C_{вх2} + C_0 \qquad (13\text{-}232)$$

и контуров двухконтурного полосового фильтра

$$C_1 = C_{вых1} + C_{м1} + C_{к1} + C_0;$$
$$C_2 = C_{вх2} + C_{м2} + C_{к2} + C_0. \qquad (13\text{-}233)$$

Определяем единичное усиление одноконтурного каскада

$$K_{ед1} = \frac{S}{2\pi C П}, \qquad (13\text{-}234)$$

(где $П$ — полоса пропускания всего усилителя) или каскада с двухконтурным полосовым фильтром

$$K_{ед2} = \frac{S}{2\pi \sqrt{C_1 C_2}\, П}. \qquad (13\text{-}235)$$

Наибольший коэффициент усиления усилителя получается при наибольшем значении единичного усиления, которое максимально при отсутствии сосредоточенной емкости $C_к = 0$ При этом сильнее сказывается смена ламп на полосу пропускания усилителя.

Определяют коэффициент усиления усилителя

$$K_0 = \frac{K_{ед}^n}{\varphi(n)}, \qquad (13\text{-}236)$$

где $\varphi(n)$ — функция, зависящая от схемы усилителя и числа каскадов; ее значения приведены в табл. 13-4.

Коэффициент усиления каскада $K_{01} = \sqrt[n]{K_0}$ должен быть не больше коэффициента устойчивого усиления

$$K_{01} \leqslant K_{уст}; \qquad (13\text{-}237)$$

$$K_{уст} = 0{,}5 \sqrt{\frac{S}{\omega_п (C_{а.с} + C_п)}}. \qquad (13\text{-}238)$$

Если эти условия устойчивости не выполняются, то следует уменьшить коэффициент единичного усиления путем увеличения сосредоточенной емкости $C_к$ и увеличить число каскадов усилителя.

Если на входе УПЧ применена каскодная схема, то ее два каскада считаются за один каскад и коэффициент усиления усилителя равен:

$$K_{0\,упч} = \frac{K_{ед}^n}{\varphi(n)} \frac{S_1}{S}, \qquad (13\text{-}239)$$

где $S_1$ — крутизна первой лампы каскода.

Расчет каскодной схемы УПЧ аналогичен расчету каскодной схемы УРЧ Общий коэффициент усиления преобразователя (не диодного) и УПЧ равен:

$$K_{0у.п} = \frac{K_{ед}^n}{\varphi(n)} \frac{S_п}{S}. \qquad (13\text{-}240)$$

Коэффициент прямоугольности усилителя определяется по табл. 13-5.

Находят затухания контуров, настроенных в резонанс или попарно расстроенных,

$$d = \frac{П}{f_0} \psi(n), \qquad (13\text{-}241)$$

где $\psi(n)$ — функция, зависящая от схемы усилителя и числа каскадов; ее значения приведены в табл. 13-6.

Определяют затухание контуров, настроенных на резонансную частоту усилителя с контурами, настроенными на три частоты,

$$d_3 = 2d. \qquad (13\text{-}242)$$

Индуктивность контуров определяют по (13-51).

Таблица 13-5

**Значения коэффициентов прямоугольности $K_{п0,1}$ и $K_{п0,01}$**

| Тип схемы | $K_п$ | Число каскадов $n$: 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Усилитель с одиночными настроенными в резонанс контурами | $K_{п0,1}$ | 10,0 | 4,8 | 3,75 | 3,4 | 3,2 | 3,1 | 3,0 | 2,94 | 2,92 | 2,90 |
| | $K_{п0,01}$ | 100 | 16 | 9 | 7 | 6,1 | 5,6 | 5,1 | 4,9 | 4,7 | 4,65 |
| Усилитель с одиночными попарно расстроенными контурами; расстройка критическая, $\xi_0=1$ | $K_{п0,1}$ | — | 3,2 | — | 2,2 | — | 1,95 | — | 1,85 | — | 1,78 |
| | $K_{п0,01}$ | — | 10,0 | — | 4,0 | — | 3,0 | — | 2,7 | — | 2,5 |
| Усилитель с одиночными контурами, настроенными на три частоты; расстройка критическая, $\xi_0=\sqrt{3}$ | $K_{п0,1}$ | — | — | 2,15 | — | — | 1,67 | — | — | 1,55 | — |
| | $K_{п0,01}$ | — | — | 4,63 | — | — | 2,50 | — | — | 2,07 | — |
| Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами. $\beta=1$ | $K_{п0,1}$ | 3,2 | 2,2 | 1,95 | 1,85 | 1,78 | 1,76 | 1,72 | 1,72 | 1,71 | 1,71 |
| | $K_{п0,01}$ | 10,0 | 4,0 | 3,0 | 2,7 | 2,5 | 2,4 | 2,3 | 2,2 | 2,17 | 2,16 |

Находят частоты настройки контуров, расстроенных относительно $f_0$:

$$\left.\begin{aligned} f_1 &= f_0\left(\sqrt{1+\left(\frac{\xi_0 d}{2}\right)^2}-\frac{\xi_0 d}{2}\right);\\ f_2 &= f_0\left(\sqrt{1+\left(\frac{\xi_0 d}{2}\right)^2}+\frac{\xi_0 d}{2}\right),\end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}243)$$

где для усилителя с попарно расстроенными контурами $\xi_0=1$, а для усилителя с контурами, настроенными на три частоты, $\xi_0=\sqrt{3}$. Если в полосовом фильтре $k>0,3$, то связанные контуры должны настраиваться на частоту $f'_0<f$. Относительная поправка на частоту $f'_0/f$ в зависимости от $k$ находится из графика на рис. 13-56.

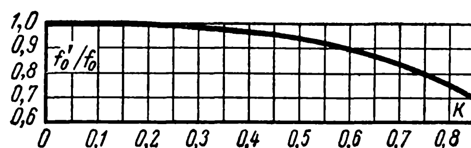



Рис. 13-56. Кривая поправки на частоту.

Определяют сопротивления шунтов. Для усилителя с одиночными настроенными в резонанс контурами

$$R_ш = \frac{10^3}{2\pi f_0 C(d-d_к)-(g_{вых1}+g_{вх2})}. \quad (13\text{-}244)$$

Для усилителя с попарно расстроенными контурами

$$\left.\begin{aligned} R_{ш1} &= \frac{10^3}{2\pi f_1 C(d-d_к)-(g_{вых1}+g_{вх2})};\\ R_{ш2} &= \frac{10^3}{2\pi f_2 C(d-d_к)-(g_{вых1}+g_{вх2})},\end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}245)$$

где $R_ш$ — в *ком*, $f$ — в *Мгц*, $C$ — в *пф*, $g$ — в *мксим*.

Во всех формулах проводимости $g_{вых1}$ и $g_{вх2}$ берут на частотах, соответствующих настройке контуров

$$g_{вх} = af^2;$$
$$g_{вых} \approx 0,1\,g_{вх}. \quad (13\text{-}246)$$

где $a$ — в *мксим/Мгц²*, а $f$ — в *Мгц*.

Если сопротивления шунтов оказываются больше 1—2 *ком* и они являются анодными сопротивлениями, то для уменьшения падения анодного напряжения на них их следует шунтировать дросселями с индуктивностью

$$L_{др} = (10 \div 20)\,L. \quad (13\text{-}247)$$

Для усилителя с контурами, настроенными на три частоты, сопротивления шунтов для расстроенных контуров определяются по

Таблица 13-6

**Значения $\psi(n)$**

| Тип схемы | Число каскадов $n$ | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| Усилитель с одиночными настроенными в резонанс контурами . . | 1,0 | 1,56 | 1,96 | 2,30 | 2,58 | 2,89 | 3,1 | 3,33 | 3,55 | 3,78 |
| Усилитель с одиночными попарно расстроенными контурами: расстройка критическая, $\xi_0=1$ . . . | — | 0,71 | — | 0,88 | — | 0,98 | — | 1,09 | — | 1,16 |
| Усилитель с одиночными контурами, настроенными на три частоты, расстройка критическая, $\xi_0=\sqrt{3}$ . . . . . . . . . . . . | — | — | 0,5 | — | — | 0,58 | — | — | 0,62 | — |
| Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами, $\beta=1$ . . . . | 0,71 | 0,88 | 0,98 | 1,09 | 1,16 | 1,22 | 1,25 | 1,29 | 1,33 | 1,37 |

(13-245), а для контуров, настроенных на $f_0$,

$$R_{ш3}=\frac{10^3}{2\pi f_0 C(2d-d_к)-(g_{вых1}+g_{вх2})}. \quad (13\text{-}248)$$

Сопротивления шунтов для усилителя с двухконтурными полосовыми фильтрами:

$$\left.\begin{aligned} R_{ш1}&=\frac{10^3}{2\pi f_0 C_1(d-d_к)-g_{вых1}};\\ R_{ш2}&=\frac{10^3}{2\pi f_0 C_2(d-d_к)-g_{вх2}}, \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}249)$$

где индекс «1» относится к первому усилительному каскаду, а индекс «2» к следующему.

Сопротивление шунта последнего контура усилителя находят по $R_ш$ и $R_{вх.д}$

$$R'_ш=\frac{R_{вх.д}R_ш}{R_{вх.д}-R_ш}. \quad (13\text{-}250)$$

Если $R_{вх}<R_ш$, то детектор включают к части последнего контура усилителя. Коэффициент трансформации последнего контура

$$m_д=\sqrt{\frac{R_{вх.д}}{R_ш}}. \quad (13\text{-}251а)$$

При этом коэффициенты усиления УПЧ $K_{0УПЧ}$ и усилителя с преобразователем частоты $K_{0у.п}$ равны:

$$\left.\begin{aligned} K'_{0\,упч}&=K_{0\,упч}m_д;\\ K'_{0\,у.п}&=K_{0\,у.п}m_д. \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}251б)$$

При $R_{вх}=R_ш$ в последнем контуре усилителя шунт отсутствует. Определяют выброс для усилителя с расстроенными парами контуров при $\xi_0=1$

$$\delta=4{,}3\sqrt{\frac{n}{2}}; \quad (13\text{-}252)$$

для усилителя с двухконтурными полосовыми фильтрами при $\beta=1$

$$\delta=4{,}3\sqrt{n}; \quad (13\text{-}253)$$

для усилителя с контурами, настроенными на три частоты, при $\xi_0=\sqrt{3}$

$$\delta=6{,}5\sqrt[3]{n}. \quad (13\text{-}254)$$

Емкость разделительного конденсатора $C_р$ одноконтурного каскада берется равной

$$C_р=(10\div 20)(C_к+0{,}5C_м+C_{вх2}). \quad (13\text{-}255)$$

Коэффициент прямоугольности находят из табл. 13-5.

Частотная характеристика усилителя (рис. 13-57) строится по семи точкам. Точка *1* соответствует $\gamma=1$ и $\Delta f=0$. Точки *2*

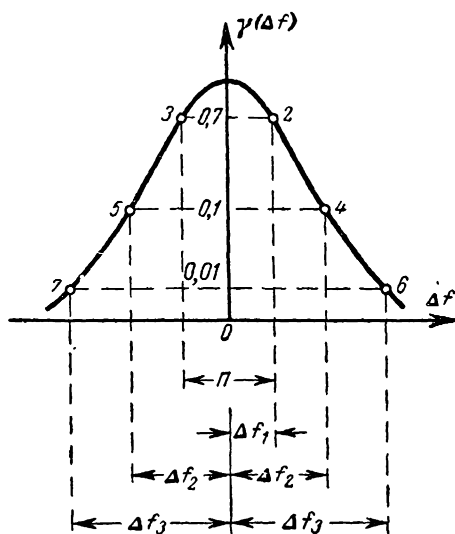



Рис. 13-57. Построение частотной характеристики усилителя по семи точкам.

и *3* соответствуют границе полосы пропускания на уровне $\gamma_0=0{,}7$ и $\Delta f_1=\pm П/2$. Точки *4* и *5* соответствуют уровню $\gamma=0{,}1$ и

$\Delta f_2 = \pm \frac{П}{2} K_{П\,0,1}$. Точки *6* и *7* соответствуют уровню $\gamma=0{,}01$ и $\Delta f_3 = \pm \frac{П}{2} K_{П\,0,1}$.

Для уменьшения обратной связи по цепям накала в эти цепи включаются фильтры $L_{др.н} = 3 \div 5$ *мкгн* и $C_н = 500 \div 1\,000$ *пф* (рис. 13-58). Дроссели наматываются из провода большого диаметра для уменьшения падения напряжения накала. Конденсаторы $C_н$ можно исключить из схемы, но тогда дроссели с учетом собственной емкости настраивают на промежуточную частоту.

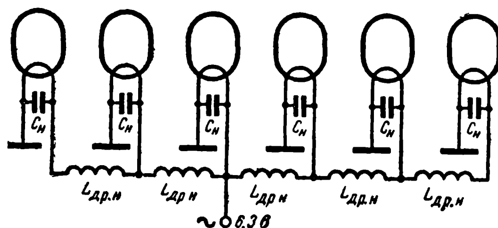



Рис. 13-58. Фильтры в цепях накала ламп.

Расчет сопротивлений резисторов и емкости блокировочных конденсаторов каскада и режима лампы производят так же, как и для каскада УРЧ.

**Пример 17.** Рассчитать широкополосный УПЧ с преобразователем по следующим данным: $f_п=30$ *Мгц*; $П=4$ *Мгц*; $K_{п0,1} \leqslant 2{,}5$; $\delta \leqslant 10\%$; $K_0 \geqslant 10\,000$; лампы УПЧ 6Ж1П; $S=5{,}2$ *ма/в*; $C_{вх}=4{,}35$ *пф*; $C_{вых}=2{,}45$ *пф*; $C_{а.с}=0{,}025$ *пф*; $a=0{,}0167$ *мксим/Мгц*$^2$; лампа ПЧ 6Ж1П; $S_п=1{,}5$ *ма/в*; $R_{вх.д}=5$ *ком*.

Результаты расчета. Выбираем схему усилителя с одиночными попарно расстроенными контурами при $\xi_0=1$, число каскадов $n=4$ с учетом ПЧ. Полагаем $C_к=0$; $C_м=3$ *пф*; $C_0=2$ *пф*; $C=12$ *пф*; $K_{ед1}=17{,}3$; $K_{0у\,п}=10\,400$; $K_{01}=13{,}7<K_{уст}=16{,}5$; $d=0{,}12$; $f_1=28{,}2$ *Мгц*; $f_2=31{,}8$ *Мгц*; $L_1=2{,}64$ *мкгн*; $L_2=2{,}05$ *мкгн*; $R_{ш1}=4{,}55$ *ком*; $R_{ш2}=4{,}1$ *ком*; $R'_ш=23$ *ком*; $L_{др}=26{,}4$ *мкгн*; $C_р=140$ *пф*; $\delta=6{,}1\%$; $K_{п0,1}=2{,}2$ $(<2{,}5)$; $\gamma=1$ при $\Delta f=0$; $\gamma_0=0{,}7$ при $\Delta f_1=\pm 2$ *Мгц*; $\gamma=0{,}1$ при $\Delta f_2=\pm 4{,}4$ *Мгц*; $L_{др.н}=5$ *мкгн*; $C_н=1\,000$ *пф*.

## Транзисторные широкополосные УПЧ

При транзисторных преобразователях коэффициент усиления тракта УПЧ рассчитывают совместно с преобразователем, а при диодном преобразователе рассчитывают только УПЧ.

Если параметры транзистора не заданы, то они определяются по формулам (13-107)—(13-111).

Минимальный коэффициент шума УПЧ рассчитывают так же, как и для УРЧ. Выбирают схему усилителя. Задаются числом каскадов $n$ и определяют коэффициент усиления одного каскада в режиме согласования

$$K_{0\,c1}^{(1)} = \sqrt[n]{K_0}. \qquad (13\text{-}256)$$

Определяют максимальный коэффициент усиления каскада

$$K_{0\,макс} = \frac{S_0}{2\sqrt{(1+\omega^2\tau^2)\,g_{вых1}g_{вх2}}}. \qquad (13\text{-}257)$$

Так как каскады одинаковы, то

$$g_{вых1} = g_{вых};\ g_{вх2} = g_{вх}.$$

Задаются затуханием контура $d_к \geqslant 0{,}01$ и находят собственную полосу пропускания контура $П_к = d_к f_0$.

Находят коэффициенты усиления каскада при согласовании: для каскада с одиночным контуром

$$K_{0c1} = K_{0\,макс}\left[1 - \frac{П_к}{П\,\psi_1(n)}\right]; \qquad (13\text{-}258)$$

для каскада с расстроенными контурами

$$K_{0c1} = \frac{1}{\sqrt{2}} K_{0\,макс} \times \left[1 - \frac{П_к}{\sqrt{2}\,П\,\psi_2(n)}\right]; \qquad (13\text{-}259)$$

для каскада с двухконтурным полосовым фильтром

$$K_{0c1} = K_{0\,макс}\left[1 - \frac{П_к}{\sqrt{2}\,П\,\psi_3(n)}\right]. \qquad (13\text{-}260)$$

Значения функции $\psi(n)$ приведены в табл. 13-6.

Коэффициент усиления последнего каскада усилителя, работающего на детектор,

$$K_{0\,с.д} = K_{0\,c1}\sqrt{\frac{g_{вх2}}{g_{вх.д}}}. \qquad (13\text{-}261)$$

Для получения заданного коэффициента усиления должно выполняться условие

$$K_{0\,c1} \geqslant K_{0\,c1}^{(1)}. \qquad (13\text{-}262)$$

Если это условие не выполняется, то следует либо увеличить число каскадов, либо выбрать другой тип транзисторов с большей крутизной и меньшими входной и выходной проводимостями.

Коэффициент усиления усилителя

$$K_0 = K_{0c1}^n \sqrt{\frac{g_{вх2}}{g_{вх.д}}} \geqslant K_{0\,задан}. \qquad (13\text{-}263)$$

Если коэффициент усиления каскада не больше коэффициента устойчивого усиления [см. (13-116)]

$$K_{01} = \sqrt[n]{K_0} \leqslant K_{уст},$$

то в каскадах нейтрализация не применяется. В противном случае следует применить нейтрализацию в каскадах.

Определяют затухание контура

$$d = \frac{П}{f_0} \psi(n). \qquad (13\text{-}264)$$

В широкополосных усилителях выход транзистора включают ко всему контуру ($m_{c1} = 1$), а вход транзистора следующего каскада — к части контура. Этим достигаются режимы согласования и заданная полоса пропускания.

Находят полную емкость одиночного контура, настроенного на $f_0$

$$C = \frac{2g_{вых1}}{\omega_0(d - d_к)}$$

или емкость контура, расстроенного относительно $f_0$:

$$C = \frac{2g_{вых1}}{\omega_0\left(1 \pm \frac{d}{2}\right)(d - d_к)} \qquad (13\text{-}265)$$

(знак плюс для $f_2 > f_0$, а минус — для $f_2 < f_0$).

Полную емкость контуров двухконтурного полосового фильтра при $m_{1c} = 1$ находят из формулы (13-223а)

$$C = \frac{g_{вых1}}{\omega_0(d - d_к)}. \qquad (13\text{-}266)$$

Коэффициенты трансформации для одиночного контура, настроенного на $f_0$, одиночного контура, расстроенного относительно $f_0$, и двухконтурного полосового фильтра соответственно равны:

$$\left.\begin{aligned} m_{2c} &= \sqrt{\frac{d - d_к}{2g_{вх2}} \omega_0 C}; \\ m_{2c} &= \sqrt{\frac{d - d_к}{2g_{вх}} \omega_0 \left(1 \pm \frac{d}{2}\right) C}; \end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}267)$$

$$m_{2c} = \sqrt{\frac{d - d_к}{g_{вх2}} \omega_0 C}. \qquad (13\text{-}268)$$

Емкость одиночных контуров

$$C_к = C - \left[C_0 + C_{вых1} + C_{м1} + m_{2c}^2\left(C_{вх2} + C_{м2}\right)\right]. \qquad (13\text{-}269)$$

Емкость контуров двухконтурного полосового фильтра находят по (13-224), положив $m_{1c} = 1$.

Если необходимо применить в каскаде нейтрализацию, то она осуществляется либо от катушки связи (рис. 13-53), при этом

$$m_н = m_{2c}, \qquad (13\text{-}270)$$

либо с части катушки (рис. 13-48), и тогда принимают $m_н < 0{,}1$.

Коэффициент трансформации в цепи нейтрализации для двухконтурного каскада определяют по (13-227). Емкость конденсатора нейтрализации определяют по (13-228). Индуктивность находят по (13-51), а коэффициент прямоугольности — из табл. 13-5.

Коэффициент шума определяют по формулам на стр 96.

**Пример 18.** Рассчитать широкополосный транзисторный УПЧ по следующим данным: $f_п = 30$ *Мгц*; $П = 4{,}4$ *Мгц*; $K_{п0{,}1} \leqslant 2{,}5$; $K_0 = 10^5$; $t_у \leqslant 0{,}2$ *мксек*; $\delta \leqslant 8\%$; транзистор П411; $r_б = 50$ *ом*; $C_{б.э} = 36$ *пф*; $r_{б.э} = 400$ *ом*; $r_{к.э} = 20$ *ком*; $\tau = 0{,}0018$ *мксек*; $C_{б.к} = 3$ *пф*; $S_0 = 135$ *ма/в*; $I_{ок} = 5$ *ма*; $I_{ко} = 2$ *мка*; $\alpha_0 \approx 0{,}99$; $R_{вх.д} = 2$ *ком*.

Результаты расчета. Находим параметры транзистора на $f_п \approx 30$ *Мгц*; $g_{вх} = 4\,340$ *мксек*; $C_{вх} = 32$ *пф*; $g_{вых} = 1\,200$ *мксек*; $C_{вых} = 17$ *пф*.

Выбираем схему с одиночными попарно расстроенными контурами при $\xi_0 = 1$; число каскадов $n = 6$; $K_{ос1}^{(1)} \approx 18$; $K_{0макс} = 28$, $d_к = 0{,}01$; $П_к = 0{,}3$ *Мгц*; $K_{ос1} = 19$; $K_{ос.д} \approx 18$; $K_0УПЧ \approx 1{,}2\,10^5 > K_{0\,задан} = 10^5$; так как $K_{ос1} = 19 > K_{уст} \approx 6{,}4$, то в каскадах применяем нейтрализацию, $m_н = 0{,}1$; $C_{нт} = 27$ *пф*; $m_{2c} \approx 0{,}75$; $C_0 = 4$ *пф*; $C_{м1} = C_{м2} = 5$ *пф*; $C_к = 153$ *пф*; $L = 0{,}14$ *мкгн*, $t_у = 0{,}18$ *мксек* ($< 0{,}2$ *мксек*); $\delta \approx 6\%$ ($< 8\%$); $K_{п0{,}1} = 2{,}2$ ($< 2{,}5$); $r_э = 5$ *ом*; $R_{г.опт} = 230$ *ом*; $N_{0мин} \approx 1{,}6$.

## 13-7. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Преобразователь частоты преобразует принимаемый сигнал с любой частотой в сигнал с постоянной для данного приемника промежуточной частотой и переносит спектр сигнала из области принимаемых частот на промежуточную частоту.

Преобразователь частоты состоит из двух элементов: смесителя и гетеродина. Иногда функции смесителя и гетеродина выполняет один и тот же электровакуумный или полупроводниковый прибор. Но при этом происходит некоторое ухудшение параметров, вследствие чего такой преобразователь применяют в приемниках низшего класса. Преобразователь является нелинейным элементом для напряжения гетеродина, а для слабого сигнала — линейным с переменной крутизной.

Крутизна лампы под действием напряжения гетеродина, которое во много раз больше напряжения сигнала, изменяется во времени, и анодный ток содержит составляющие комбинационных частот $f_к = |mf_с \pm nf_г|$, где $m$ и $n$ — любые целые положительные числа. В качестве промежуточной частоты чаще используют разностную частоту $f_п = |f_с - f_г|$, которую выделяют частотные фильтры. В диапазоне СВЧ для повышения стабильности частоты гетеродина и для уменьшения взаимного влияния

настроек сигнального и гетеродинного контуров

$$f_п = |f_c - nf_г|, \text{ где } n = 2, 3,$$

т. е. используют $n$-ю гармонику крутизны, которая образуется в преобразователе. В большинстве случаев преобразование частоты производится на основной частоте гетеродина (простое преобразование). Преобразование на гармонике (комбинационное преобразование) в настоящее время почти не применяется из-за уменьшения крутизны преобразования, увеличения коэффициента шума преобразователя и увеличения интенсивности паразитных каналов приема.

Из-за взаимодействия гармоник сигнала и гетеродина в преобразователе частоты возникают паразитные каналы приема с частотами

$$f_{п.к} = \frac{n}{m} f_г \pm \frac{1}{m} f_п. \qquad (13\text{-}271)$$

При $m=1$ и $n=0$ получаем частоту канала прямого прохождения $f_{п.к}=f_п$, при $m=1$ и $n=1$ — частоту полезного канала $f_п=f_г-f_c$ и частоту зеркального канала $f_{п.к}=f_з=f_г+f_п=f_c+f_п+f_п=f_c+2f_п$ и т. д.

Для уменьшения коэффициента передачи по паразитным каналам необходимо повысить избирательность каскадов до преобразователя и выбрать режим его работы таким, чтобы гармоники крутизны имели малые амплитуды.

Комбинационные свисты в преобразователе частоты получаются за счет гармоник частот сигнала и гетеродина, когда комбинационная частота близка к промежуточной частоте $f_п \approx f_{mn} = |mf_c \pm nf_г|$.

Биения $F = |f_п - f_{mn}|$ после детектирования вызовут на выходе приемника свист, высота которого меняется при изменении частоты гетеродина, т. е. при настройке приемника. Опасны частоты настройки приемника (вблизи которых появляются свисты)

$$f_{c.оп} = \frac{n \pm 1}{m - n} f_п. \qquad (13\text{-}272)$$

Для уменьшения комбинационных свистов надо установить такой режим смесителя, при котором крутизна имела бы меньше гармоник и их амплитуды были бы малы.

Преобразовательный каскад рассчитывают так же как усилительный, используя параметры лампы или транзистора в преобразовательном режиме. При этом крутизна преобразования равна половине амплитуды первой гармоники изменения крутизны под действием напряжения гетеродина. При преобразовании на гармонике крутизна преобразования равна половине амплитуды используемой гармоники.

Благодаря сильной взаимной расстройке входного и выходного контуров преобразовательный каскад обладает хорошей устойчивостью, поэтому расчет устойчивости не производится и цепи нейтрализации не применяются.

Гептодные, пентодные и транзисторные смесители применяются на частотах до 100 *Мгц*, триодные смесители — на частотах 100—350 *Мгц*, триодные смесители с дисковыми триодами — на частотах 350—1 000 *Мгц*.

Для уменьшения уровня собственных шумов преобразователя на частотах выше 1 000 *Мгц* применяют полупроводниковые (кристаллические) диодные преобразователи, которые имеют преимущества перед вакуумными диодными.

Расчет коэффициента усиления пентодных и триодных преобразователей производится совместно с УПЧ, так как эти смесительные каскады отличаются от усилительного только величиной крутизны. Расчет диодных смесителей производится отдельно от УПЧ.

### Сопряжение контуров гетеродина и сигнала

Для достижения сопряжения настроек в контур гетеродина (рис. 13-59) и контур входной цепи и УРЧ (рис. 13-66) включают дополнительные конденсаторы (см. стр. 72). Расчет емкости этих конденсаторов производят в следующем порядке [Л. 23].

По коэффициенту перекрытия поддиапазона и номограмме на рис. 13-60 находят вспомогательный коэффициент $K'$.

Определяют отношение промежуточной частоты к максимальной частоте данного поддиапазона

$$K'' = \frac{f_п}{f_{макс}}. \qquad (13\text{-}273)$$

Находят частоты точного сопряжения, на которых следует производить регулировку приемника:

$$f_1 = f_{мин} K'; \qquad (13\text{-}274)$$

$$f_2 = \sqrt{f_{мин} f_{макс}}; \qquad (13\text{-}275)$$

$$f_3 = \frac{f_{макс}}{K'}. \qquad (13\text{-}276)$$

Определяют максимальную относительную неточность сопряжения для коротко-

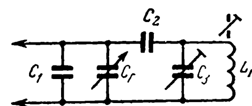


Рис. 13-59. Схема контура гетеродина.

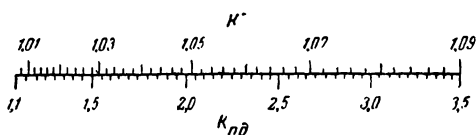



Рис 13-60. Номограмма для определения вспомогательного коэффициента $K'$.

волновых диапазонов с растянутой или полурастянутой шкалой по номограмме на рис. 13-61 и для длинноволнового, средневолнового и обзорного коротковолнового поддиапазонов по номограмме на рис. 13-62.

Вычисляют изменение емкости конденсатора настройки

$$C = C_{\text{макс}} - C_{\text{мин}} \qquad (13\text{-}277)$$

и по номограмме на рис. 13-63, 13-64 находят вспомогательные величины $A$ и $B$. Емкости контура гетеродина определяют по следующим формулам:

при заданной емкости $C_1$

$$C_2 = A + B - C_1;\ C_3 = \frac{B - C_1}{A} C_2; \qquad (13\text{-}278)$$

при заданной емкости $C_3$

$$C_2 = \frac{A}{2}\left(1 + \sqrt{1 + 4\frac{C_3}{A}}\right);$$

$$C_1 = A + B - C_2; \qquad (13\text{-}279)$$

при емкости $C_3 = 0$

$$C_2 = A;\ C_1 = B. \qquad (13\text{-}280)$$

По номограмме на рис. 13-65 определяют индуктивность катушки $L_г$ контура гетеродина.

**Пример 19.** Рассчитать элементы контура гетеродина по следующим данным: $f_{\text{мин}} = 150$ *кгц*; $f_{\text{макс}} = 415$ *кгц*; $K_{пд} = 2{,}8$; $f_п = 465$ *кгц*; $C = 500 - 10 = 490$ *пф*; $C_1 = 45$ *пф*.

Результат расчета: $K' = 1{,}074$; $K'' \approx 1{,}12$; $f_1 = 161$ *кгц*; $f_2 = 249$ *кгц*; $f_3 = 386$ *кгц*; $\delta = 0{,}7\%$; $A = 175$; $B = 108$; $C_2 = 238$ *пф* $\approx 240$ *пф*; $C_3 = 86$ *пф*; $C_3$ следует составить из постоянного конденсатора емкостью 68 *пф* и подстроечного конденсатора емкостью 8—30 *пф*; $C_2 + C_3 = 324$ *пф*; $L_г = 280$ *мкгн*.

*Расчет сопряжения для растянутой настройки.* Контуры входной цепи, УРЧ и гетеродина коротких волн с растянутой настройкой рассчитывают в следующем порядке. Начинают с входной цепи и УРЧ (рис. 13-66), для чего сначала определяют вспомогательную величину

$$E = \frac{C\left(K_{пд}^2 C_{м.с} - C_р\right)\left(C_{м.с} - C_р\right)}{C_{м.с}\left(K_{пд}^2 - 1\right)}, \qquad (13\text{-}281)$$

где

$$C = C_{\text{макс}} - C_{\text{мин}};$$

$$C_р = C_0 + C_м + C_{вх};$$

$C_0$ — собственная емкость катушки (5—10 *пф*);

$C_{м.с}$ — минимальная емкость схемы, которой задаются ($C_{м.с} = 100 \div 150$ *пф*).

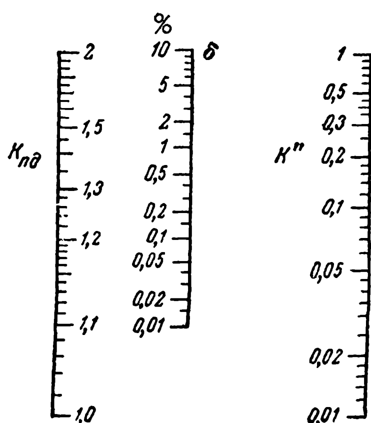



Рис. 13-61. Номограмма для определения погрешности сопряжения для коротковолнового диапазона.

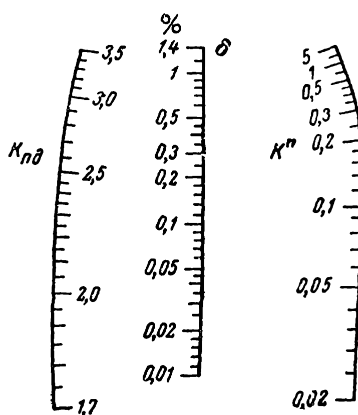



Рис. 13-62 Номограмма для определения погрешности длинноволнового, средневолнового, и обзорного коротковолнового диапазонов.

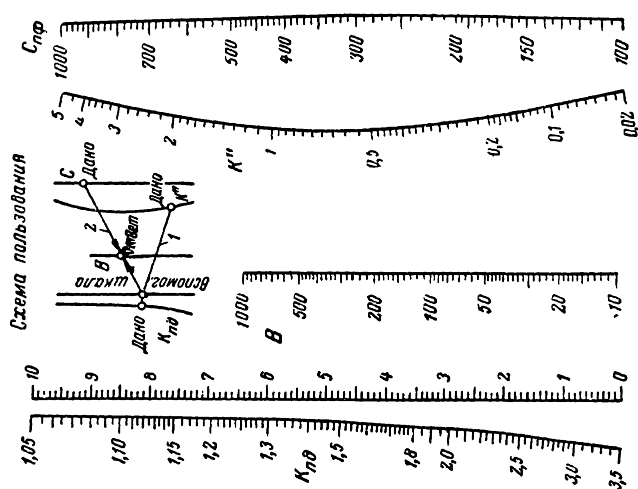



Рис. 13-64. Номограмма для нахождения вспомогательной величины $B$.

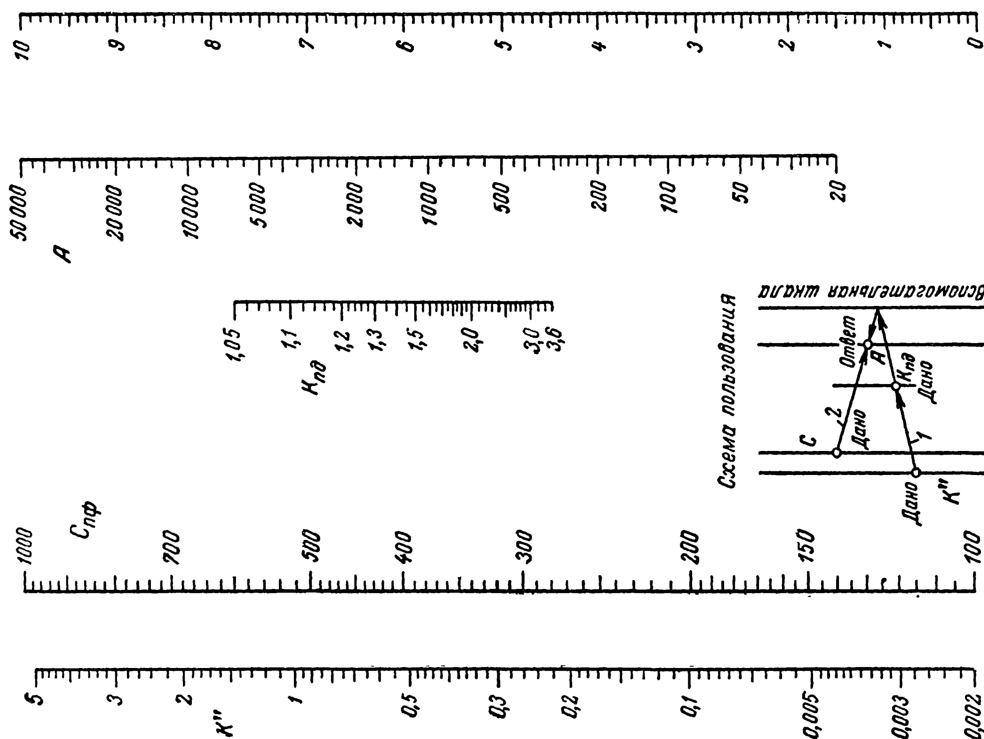



Рис. 13-63. Номограмма для нахождения вспомогательной величины $A$.

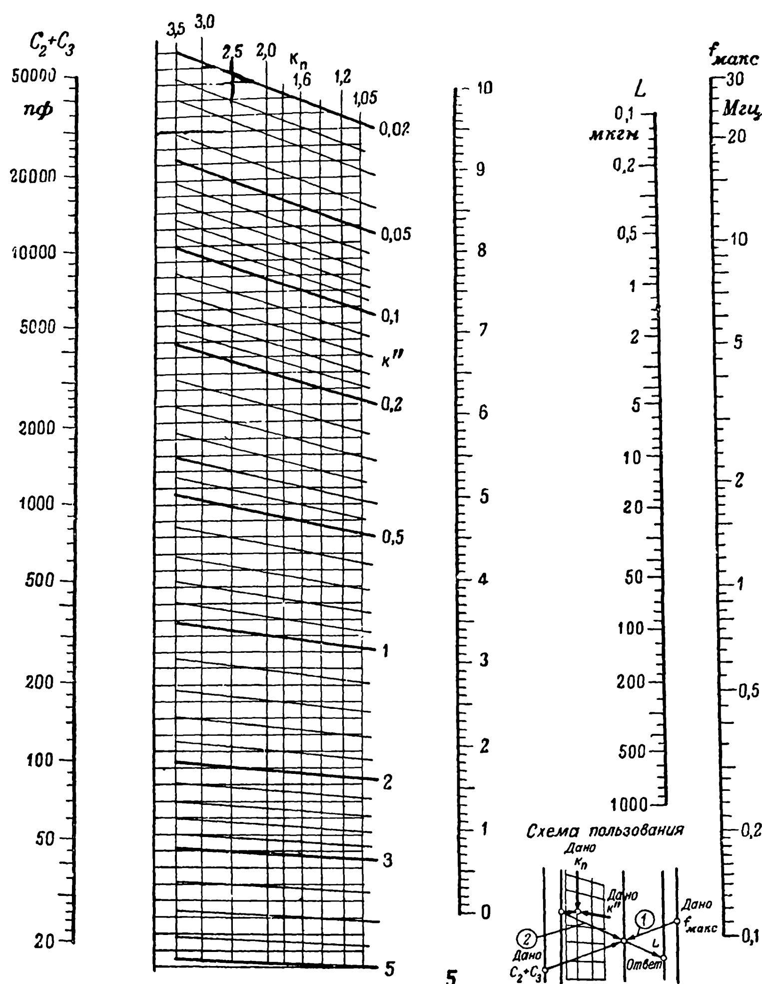



Рис. 13-65. Номограмма для определения индуктивности катушки контура гетеродина.

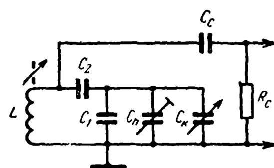



Рис 13-66. Схема контуров входной цепи и УРЧ с растянутой шкалой.

Затем находят:

$$
\left.\begin{aligned}
C_1 &= \sqrt{\frac{C^2}{4}+E} - \frac{C}{2};\\
C_2 &= \frac{(C_{м.с}-C_р)\,C_1}{C_1-(C_{м.с}-C_р)};
\end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}282)
$$

$$
L=\frac{2{,}53\cdot 10^4}{C_0\, f^2_{макс}}, \qquad (13\text{-}283)
$$

где $L$ — в *мкгн*, $C_0$ — в *пф*, $f_{макс}$ — в *Мгц*.

При расчете контура гетеродина емкости $C_1$ и $C_2$ выбирают такими же, как и для контуров входной цепи и УРЧ, а индуктивность определяют по формуле (13-283), но вместо $f^2_{макс}$ в нее подставляют частоту $f^2_г=(f_{макс}+f_п)^2$.

**Пример 20.** Рассчитать контуры входной цепи, УРЧ и гетеродина диапазона коротких волн с растянутой настройкой на диапазон 9,1—10 *Мгц*; $C_{макс}=500$ *пф*; $C_{мин}=10$ *пф*; $C_{м.с}=100$ *пф*.

Результаты расчета: $C_р=30$ *пф*; $K_{пд}=10:9{,}1=1{,}1$; $K^2_{пд}=1{,}21$; $C=490$; $E=148\,000$; $C_1=211$ *пф*; $C_1$ следует составить из постоянного конденсатора емкостью 200 *пф* и подстроечного конденсатора емкостью 6—25 *пф*; $C_2=105$ *пф*; $L=2{,}53$ *мкгн*; $f'_г=109{,}5$ *Мгц*; $L_г=2{,}31$ *мкгн*.

### Преобразователь частоты на триод-гептоде и пентоде

Типовая схема лампового преобразователя частоты (рис. 13-67) состоит из гетеродина (собранного по схеме с индуктивной обратной связью) на триодной части лампы и преобразователя на гептодной части комбинированной лампы 6И1П. Эта схема применяется на частотах до 30 *Мгц*. Крутизна преобразования в типовом режиме $S_п=0{,}77$ *ма/в*. Расчет преобразователя частоты производится совместно с УПЧ.

Порядок расчета тот же, что и для преобразователя на пентоде.

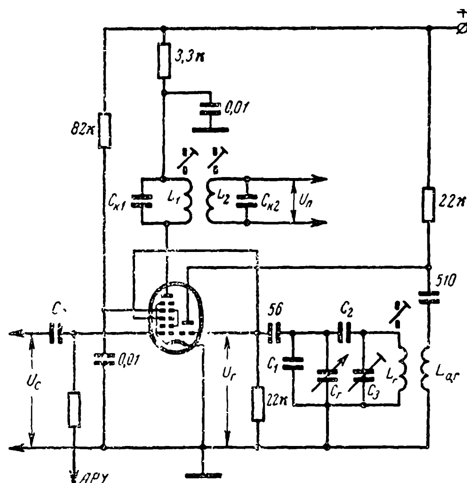



Рис. 13-67. Схема преобразователя частоты с отдельным гетеродином на лампе триод-гептод 6И1П.

*Расчет пентодного преобразователя частоты* [Л. 34, 46]. Напряжения сигнала $U_с$ и гетеродина $U_г$ подаются на управляющую сетку лампы преобразователя (рис. 13-68). Подавать напряжение гетеродина в цепь катода через катушку связи нежелательно, так как при этом увеличивается индуктивность катодного ввода, что вызывает увеличение входной проводимости.

Крутизна преобразования (по первой гармонике $f_г$) рассчитывается графо-аналитическим методом по характеристике зависимости крутизны лампы от напряжения на первой сетке $S(U_с)$ [Л. 34] (рис. 13-69).

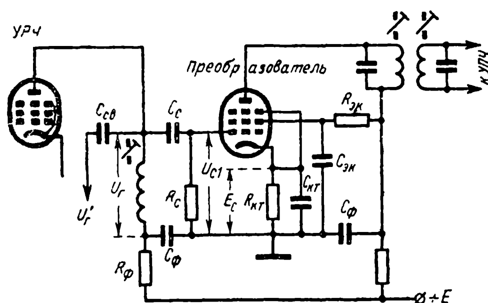



Рис. 13-68. Схема пентодного преобразователя частоты.

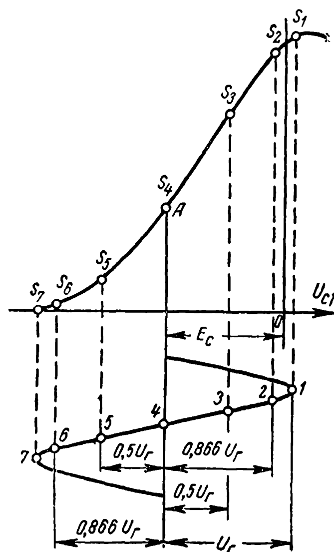



Рис. 13-69. График, иллюстрирующий нахождение величин $S_1$—$S_7$ для определения $S_п$ графо-аналитическим методом.

На этой характеристике выбирают рабочую точку $A$ и наносят семь точек $S_1$—$S_7$ так, чтобы получить максимальные и минимальные значения крутизны.

Крутизна преобразования (по первой гармонике) подсчитывается по формуле

$$S_п \approx \frac{1}{12}\left[(S_1-S_7)+(S_3-S_5)+\sqrt{3}\,(S_2-S_6)\right]. \qquad (13\text{-}284)$$

Максимально достижимая величина крутизны преобразования

$$S_п = 0{,}28\,S_{макс}, \qquad (13\text{-}285)$$

где $S_{макс}$ — максимальное значение крутизны преобразователя за период напряжения гетеродина.

При графо-аналитическом методе расчета крутизны преобразования определяют напряжение смещения $E_c$ и амплитуду напряжения гетеродина $U_г$. Емкость конденсатора связи подсчитывается по формуле

$$C_{св} = \frac{C}{\frac{U'_г}{U_г} - 1}, \qquad (13\text{-}286)$$

где $C$ — общая емкость входного контура;

$U'_г$ — амплитуда напряжения, подаваемая с контура гетеродина.

Входная и выходная проводимости пентодного смесителя (преобразователя) равны:

$$g_{вх.п} = 0{,}5\, g_{вх}; \qquad (13\text{-}287)$$

$$g_{вых.п} \approx g_{вых}, \qquad (13\text{-}288)$$

где $g_{вх}$, $g_{вых}$ — соответствуют усилительному режиму.

Коэффициент усиления номинальной мощности пентодного преобразователя на $f < 100$ *Мгц* значительно больше единицы. Коэффициент шума первого каскада УПЧ меньше коэффициента шума преобразователя, поэтому влиянием шума УПЧ на общий коэффициент шума приемника с пентодным преобразователем можно пренебречь.

Шумовое сопротивление пентодного преобразователя

$$R_{ш.п} \approx \frac{10}{S_{макс}} \left(1 + 3\frac{I_к}{S_{макс}}\right), \qquad (13\text{-}289)$$

где $I_к$ — максимальное значение катодного тока лампы за период напряжения гетеродина.

Коэффициент шума

$$N_п \approx 1 + \frac{h_п\, g_{вх.п}}{g_{вых.УРЧ}} + \frac{(g_{вых.УРЧ} + g_{вх.п})^2}{g_{вых.УРЧ}} R_{ш.п}, \qquad (13\text{-}290)$$

где $g_{вых.УРЧ}$ — проводимость лампы в усилительном режиме.

Коэффициент шума приемника (без УРЧ) подсчитывают по формуле (13-91), положив $N_1 = N_{УПЧ}$ и $N_2 = N_п$.

Расчет преобразователя на гармониках приведен в [Л. 34].

### Преобразователь на триоде

Схема триодного преобразователя частоты и триодного гетеродина на двойном триоде 6Н3П с контурами с сосредоточенными параметрами для частот ниже 350 *Мгц* приведена на рис. 13-70 [Л. 11, 34].

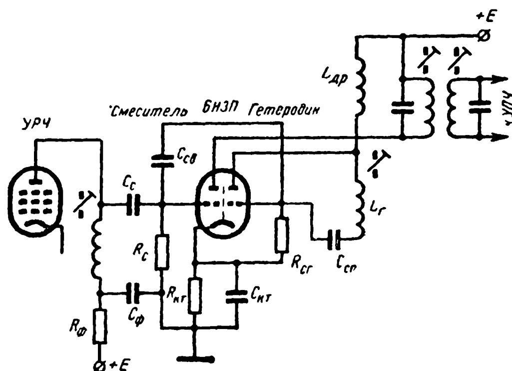



Рис. 13-70. Схема преобразователя частоты и гетеродина на двойном триоде 6Н3П.

Схема триодного преобразователя частоты и триодного гетеродина на дисковых триодах с контурами в виде резонансных концентрических короткозамкнутых линий длиной порядка четверти волны для частот 350—100 *Мгц* приведена на рис. 13-71.

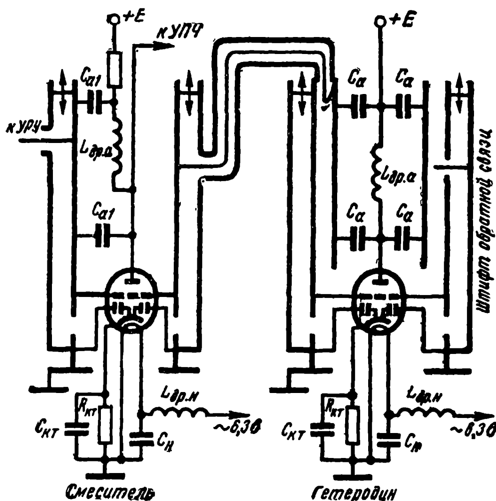



Рис. 13-71. Упрощенное изображение преобразователя частоты и гетеродина на дисковых триодах с резонансными концентрическими линиями.

Крутизна преобразования определяется тем же методом, что и для пентодного преобразователя частоты.

Шумовое сопротивление триодного преобразователя

$$R_{ш.п} \approx \frac{10}{S_{макс}}. \quad (13\text{-}291)$$

Входная проводимость триодного преобразователя с учетом влияния обратной связи на частоте сигнала через проходную емкость лампы,

$$g_{вх.п} = 0{,}5\,g_{вх} + S\,\frac{C_{а.с}}{C_э}, \quad (13\text{-}292)$$

где $C_э$ — эквивалентная емкость контура преобразователя, включенная параллельно аноду-катоду преобразовательной лампы.

Расчет триодных преобразователей аналогичен расчету пентодных преобразователей.

**Пример 21.** Рассчитать триодный преобразователь частоты по следующим данным: $f_с = 100$ *Мгц*; приемник имеет два каскада УРЧ по катодно-сеточной схеме; $g_{вых.урч} = 75$ *мксим*; $N_{урч} = 3{,}85$; $K_{р.н.урч} = 220$; $K_{р.ф.} = 0{,}9$, $K_{рн\cdot р} = 0{,}8$; преобразователь частоты на одной половине двойного триода 6Н3П; $C_i = 13$ *пф*.

Результаты расчета: $E_с = -2{,}5$ *в*; $U_г = 3{,}25$ *в*; $S_п = 2{,}5$ *ма/в*; $g_{гх\,п} = 740$ *мксим*; $g_{iп} = 67$ *мксим*; $R_{ш.п} = 1\,400$ *ом*; $N_п \approx 40$; $N \approx 5{,}6$.

### Преобразователь на транзисторе

Особенностью транзисторных преобразователей являются большие входная и выходная проводимости, что заставляет применять неполное включение контуров. Схемы транзисторных и ламповых преобразователей аналогичны (рис. 13-72). Напряжение гетеродина подается на базу через конденсатор связи $C_с$ или катушку связи $L_{св}$. Напряжение гетеродина можно также подавать на эмиттер.

В переносных и малогабаритных приемниках для упрощения схемы приемника применяется преобразователь частоты с совмещенным гетеродином (рис. 13-73). Гетеродин выполнен по трехточечной схеме. Преобразователь частоты с совмещенным гетеродином обладает худшими параметрами, чем преобразователь с отдельным гетеродином.

Параметры транзистора в режиме преобразования частоты следующие: $g_{вх.п} \approx 0{,}7\,g_{вх}$; $C_{вх} \approx 0{,}7\,C_{вх}$; $S_{п0} \approx 0{,}4\,S_0$; $g_{вых.п} \approx 0{,}7\,g_{вых}$; $C_{вых.п} \approx 0{,}7\,C_{вых}$. Причем параметры $g_{вх}$, $S_0$, $C_{вх}$ — определяются в усилительном режиме на частоте сигнала, а $g_{вых}$, $C_{вых}$ в усилительном режиме на промежуточной частоте.

Расчет преобразователя производится так же, как и каскада УПЧ. Нейтрализация в преобразовательном каскаде не применяется, так как влияние внутренней обратной связи мало (входной и выходной контуры настроены на разные частоты).

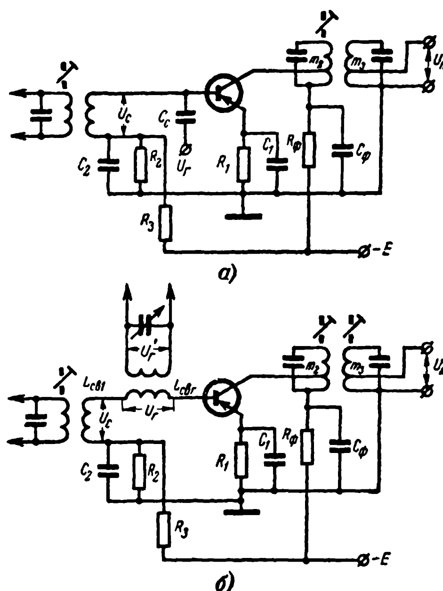


Рис. 13-72. Схема транзисторного преобразователя частоты с подачей напряжения гетеродина на базу.

*а* — емкостная связь с гетеродином; *б* — индуктивная связь с гетеродином.

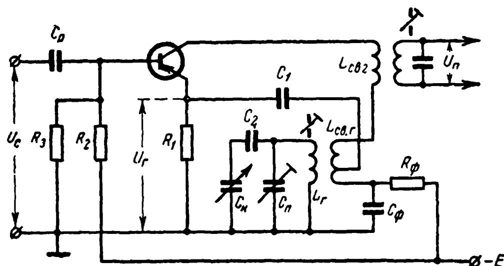


Рис. 13-73. Схема транзисторного преобразователя частоты с совмещенным гетеродином.

### Полупроводниковый преобразователь на диоде

Преобразователи на полупроводниковых диодах применяются преимущественно в СВЧ диапазоне (рис. 13-74) [Л. 11, 34].

Выходная мощность сигнала, отдаваемая преобразователем согласованной с ним входной цепи УПЧ, равна:

$$P_{н.вых} = P_с K_{р\,н.ф} K_{р\,н.р} K_{р\,н.с}. \quad (13\text{-}293)$$

Коэффициент шума приемника с полупроводниковым преобразователем и гетеродином на отражательном клистроне

$$N = \frac{t_п + t_г + N_{УПЧ} - 1}{K_{рн.р} K_{рн.ф} K_{рн.п}}. \quad (13\text{-}294)$$

При этом шумы полупроводникового преобразователя характеризуются **относительной шумовой температурой**

$$t_п = N_п K_{рн.п}.$$

В приведенных формулах

$t_г = 1,3—2$ — относительная шумовая температура клистронного гетеродина;

$N_п$ — коэффициент шума преобразователя;

$K_{рн.р}$, $K_{рн.ф}$, $K_{рн.п}$ — коэффициенты передачи номинальной мощности разрядника, фидера (0,8—0,9) и преобразователя;

$N_{упч}$ — коэффициент шума УПЧ.

Относительная шумовая температура и номинальный коэффициент передачи мощности преобразователя зависят от выпрямленного тока гетеродина (рис. 13-75). Наименьшее значение $t_п$ получается при наибольшем значении $K_{рн.п}$, а следовательно, наименьший коэффициент шума получается при $I_= \approx \approx 0,5$ *ма*, что соответствует мощности от гетеродина, порядка 0,5—1 *мвт*.

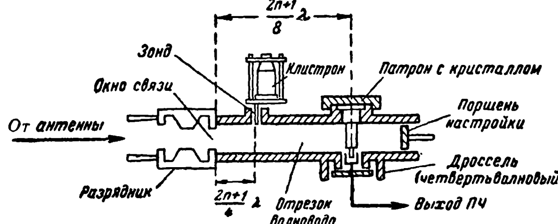



Рис. 13-74. Эскиз СВЧ преобразователя на частоты порядка 10 000 *Мгц*.

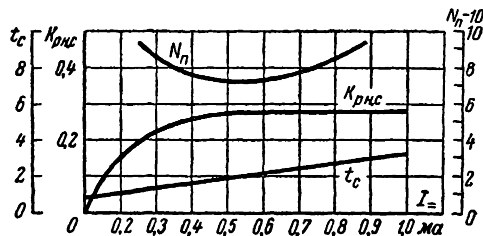



Рис. 13-75. Зависимости $K_{рн.п}$ и $t_п$ преобразователя от выпрямленного тока гетеродина.

Для исключения шумов клистронного гетеродина применяют двухтактный (балансный) преобразователь на полупроводниковых диодах. Напряжение сигнала подается на диоды в противофазе, а напряжение гетеродина в фазе, что исключает шумы клистронного гетеродина на выходе.

Коэффициент шума приемника с двухтактным смесителем подсчитывают по формуле (13-294) при $t_г = 0$. Чувствительность приемника подсчитывают по формуле (13-16).

**Пример 22.** Рассчитать двухтактный преобразователь по следующим данным: $K_{рн.ф} = 0,87$; $K_{рн.р} = 0,8$; $N_{УПЧ} = 3$; $П_ш = 4$ *Мгц*.

Результаты расчета. Выбираем германиевый диод, у которого $t_п = 2$

$K_{рн.п} = 0,22$; $t_г = 0$; $N \approx 26$; $P_{с.пор} = 4,6 \times \times 10^{-13}$ *вт*.

## 13-8. АМПЛИТУДНЫЙ ДЕТЕКТОР

Амплитудный детектор выделяет огибающую амплитудно-модулированного сигнала.

Детектирование может быть осуществлено при двух режимах: квадратичном (для слабого сигнала $U_{вн} < 1$ *в*) и линейном (для сигнального сигнала $U_{вх} > 1$ *в*). Квадратичный режим характеризуется наличием нелинейных искажений, малым входным сопротивлением и коэффициентом передачи, изменяющимся пропорционально входному напряжению. От этих недостатков свободен линейный детектор, который и применяется в приемных устройствах. Наибольшее применение получил диодный детектор (рис. 13-76), выполненный по схемам с последовательным и параллельным включением нагрузки и диода. В последовательной схеме напряжение высокой частоты передается в нагрузку лишь частично и вход этой схемы не защищен от постоянного тока. В параллельной схеме напряжение высокой частоты полностью прикладывается к нагрузке, и вход ее защищен по постоянному току, и поэтому этот детектор можно включать к аноду лампы. Последовательная схема обычно применяется в детекторе основного канала, а параллельная — в детекторе АРУ, что дает возможность снимать входное напряжение детекторов с первого и второго контуров полосового фильтра оконечного каскада УПЧ и этим приблизительно одинаково шунтировать контуры. Применение в схеме детектора разделенной нагрузки ($R_1 + R_2$) способствует уменьшению искажений, связанных с различием нагрузок для постоянного и переменного токов.

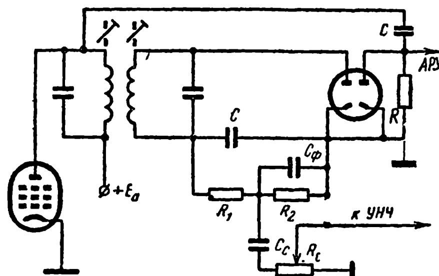



Рис. 13-76. Схема диодного детектора.

Левый диод — последовательная; правый диод — параллельная.

При расчете коэффициента передачи и сопротивления нагрузки должны удовлетворяться следующие соотношения:

$$RC \gg 1/2\pi f_0; \quad RC \ll 1/2\pi F_в; \quad C \gg C_д,$$

где $F_в$ — верхняя звуковая частота.

Сопротивление $R_с$ в цепи сетки лампы первого каскада УНЧ выбирается во много раз больше сопротивления нагрузки $R$.

Коэффициент передачи диодного детектора при амплитуде напряжения несущей частоты $U_0$ на его входе более 1 *в* (детектирование сильных сигналов) определяется как

$$K_д = \frac{U_\Omega}{mU_0} < 1, \qquad (13\text{-}295)$$

где $m$ — коэффициент модуляции;

$U_\Omega$ — выходное напряжение звуковой частоты.

Входное сопротивление детектора определяют из отношения

$$R_{вх} = \frac{U_0}{I_\omega}, \qquad (13\text{-}296)$$

где $I_\omega$ — амплитуда тока первой гармоники.

Входное сопротивление последовательного детектора на вакуумном диоде

$$R_{вх} = \frac{R}{2}, \qquad (13\text{-}297)$$

где $R$ — сопротивление нагрузки, а параллельного — меньше, чем последовательного,

$$R'_{вх} = \frac{R}{3}. \qquad (13\text{-}298)$$

Под коэффициентом фильтрации напряжения несущей (промежуточной) частоты понимают отношение

$$K_ф = \frac{U_0}{U_{0н}}, \qquad (13\text{-}299)$$

где $U_{0н}$ — напряжение несущей частоты на нагрузке детектора.

Напряжение промежуточной частоты, воздействующее на первый каскад УНЧ, нарушает его нормальную работу, поэтому $K_ф$ необходимо иметь наибольшим, чтобы напряжение несущей промежуточной частоты на нагрузке детектора было наименьшим и не попадало на вход каскада УНЧ. В последовательной схеме $K_ф \gg 1$, а в параллельной $K_ф = 1$.

### Последовательный детектор на вакуумном диоде

Ниже рассматриваются основные зависимости в схеме последовательного детектора. Подробности приведены в [Л.11, 29, 32, 46].

Сопротивление нагрузки $R = R_1 + R_2$ выбирают в пределах 100—400 *ком*.

Находят входное сопротивление детектора по формуле (13-297) $R_{вх} = R/2$ и определяют сопротивление резисторов из условия

$$\frac{R_1}{R_2} = a = 0{,}2 \div 0{,}3;$$

$$R_2 = \frac{R}{1+a}; \qquad (13\text{-}300)$$

$$R_1 = aR_2. \qquad (13\text{-}301)$$

В высококачественных радиовещательных приемниках для уменьшения нелинейных искажений в детекторе, которые обусловлены шунтирующим действием резистора $R_с$ на нагрузку, берут $a = 3 \div 10$. При этом значительно уменьшается коэффициент передачи детектора, но зато возрастает коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты.

Находят величину сопротивления в цепи сетки лампы первого каскада УНЧ (учитывая условия наименьших искажений из-за различия нагрузок для постоянного и переменного токов)

$$R_с = \frac{m_{макс} - \dfrac{R_1}{R_1+R_2}}{1 - m_{макс}} R_2. \qquad (13\text{-}302)$$

Величина $R_с$ должна быть не больше 2 *Мом*, так как при $R_с > 2$ *Мом* режим работы усилительной лампы может нарушиться.

Определяют величину емкости нагрузки детектора из условия отсутствия нелинейных искажений (безынерционный детектор)

$$C_1 \leqslant \frac{\sqrt{1 - m^2_{макс}}}{2\pi F_в R m_{макс}} \qquad (13\text{-}303)$$

и условия наибольшего коэффициента передачи входного напряжения сигнала на диод

$$C_2 \geqslant 10 C_{а.к}, \qquad (13\text{-}304)$$

где $C_{а.к}$ — емкость анод—катод диода.

Емкость нагрузки детектора выбирают из условий $C < C_1$ и $C > C_2$. Находят угол отсечки

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{SR}}, \qquad (13\text{-}305)$$

где $S$ — крутизна диода.

Коэффициент передачи на средней частоте равен:

$$K_д = \cos\theta \frac{R_2}{R_1+R_2}. \qquad (13\text{-}306)$$

Емкость разделительного конденсатора

$$C_с \geqslant \frac{1{,}6}{F_н R_с}. \qquad (13\text{-}307)$$

Выходное напряжение детектора

$$U_{вых.д} = K_д m_{макс} U_{вх.д}. \qquad (13\text{-}308)$$

Задаваясь емкостью $C_ф = 15 \div 30$ *пф*, находят коэффициент фильтрации напряжения промежуточной частоты

$$K_ф \approx 2\pi f_п R_1 C_ф \frac{C}{C_{а.к}}. \qquad (13\text{-}309)$$

Коэффициент фильтрации должен быть $K_ф \geqslant 50$. Коэффициенты частотных искажений на низших и высших звуковых частотах определяются по формулам:

$$M_н = \sqrt{1 + \frac{1}{2\pi F_н C_с R_с}}; \quad (13\text{-}310)$$

$$M_в = \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi F_в C_ф R_2}{1 + \frac{R_2}{R_1}}\right)^2} \times$$

$$\times \sqrt{1 + \left(\frac{2\pi F_в C R_{iд}}{1 + \frac{R_{iд}}{R}}\right)^2}, \quad (13\text{-}311)$$

где $R_{iд} = \pi / S\theta$.

По коэффициентам частотных искажений строится частотная характеристика детектора.

### Параллельный детектор на вакуумном диоде

Для детектирования сигнала расчет детектора производится так же, как и для последовательной схемы. Входное сопротивление детектора определяют по формуле (13-298). Для увеличения коэффициента фильтрации включают $RC$-фильтр между детектором и следующим каскадом.

Если детектор создает напряжение АРУ, то емкость нагрузки находят из условия

$$C \geqslant 10\,(C_{а.к} + C_м). \quad (13\text{-}312)$$

Сопротивление нагрузки берут $R = 0{,}5 \div 1{,}5$ *Мом* и производят расчет остальных параметров детектора.

### Последовательный детектор на полупроводниковом диоде

Полупроводниковый диодный детектор, работающий на ламповый каскад УНЧ, рассчитывается аналогично детектору на вакуумном диоде, за исключением входного сопротивления. Входное сопротивление полупроводникового детектора меньше, чем лампового, и равно:

$$R_{вх.д} \approx \frac{R_{обр}}{3 + \frac{2R_{обр}}{R}}, \quad (13\text{-}313)$$

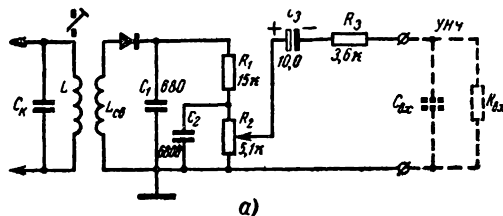
где $R_{обр}$ — обратное сопротивление полупроводникового диода.

При $R_{обр} \gg R$ $R_{вх.д} = R/2$.

*Расчет последовательного детектора на полупроводниковом диоде, работающего на транзисторный каскад УНЧ.* Входное сопротивление каскада УНЧ мало (порядка 1 *ком*). Поэтому для уменьшения нелинейных искажений, вызываемых шунтирующим действием входного сопротивления каскада УНЧ на нагрузку детектора каскад УНЧ подключается к ней через делитель. При этом значительно уменьшается коэффициент передачи детектора. На рис. 13-77, *а* приведена схема детектора приемника «Селга». Максимальный коэффициент передачи детектора (движок наверху)

$$K'_д \approx K_д \frac{1}{1 + a R_3 + R_{вх}} \frac{R_{вх}}{}, \quad (13\text{-}314)$$

где $R_{вх}$ — входное сопротивление каскада УНЧ, $a = R_1/R_2$.



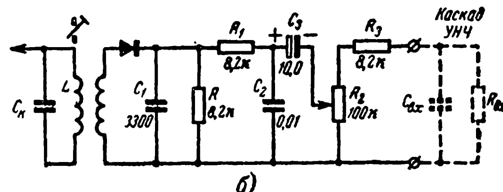




Рис. 13-77. Схема полупроводникового детектора, работающего на транзисторный каскад УНЧ.

*а* — приемника «Селга»; *б* — приемника «ВЭФ транзистор 10».

На рис. 13-77, *б* приведена схема детектора приемника «ВЭФ транзистор 10». Максимальный коэффициент передачи детектора

$$K'_д = K_д \frac{R_{вх}}{R_1 + R_2 + R_{вх}}. \quad (13\text{-}315)$$

Исходные данные расчета те же, что и для вакуумного последовательного детектора, но еще задают входное сопротивление транзистора УНЧ $R_{вх}$.

Расчет последовательного полупроводникового детектора по схеме на рис. 13-77, *а* производится так же, как и последовательного вакуумного диодного детектора, за исключением следующего. Берут $a = 3$—$5$; $C_2 \leqslant C_1$ и $R_3 = 3 \div 5$ *ком*. Коэффициент передачи детектора определяют по (13-314), а емкость разделительного конденсатора — по формуле

$$C_р \geqslant \frac{1{,}6}{F_н (R_3 + R_{вх})}. \quad (13\text{-}316)$$

## 13-9. ИМПУЛЬСНЫЙ ДЕТЕКТОР

Импульсный детектор создает на выходе видеонапряжение, повторяющее огибающую входных радиоимпульсов. Детектор должен возможно меньше искажать фронты импульса, которые характеризуются временем установления $t_у$ и временем спада $t_с$.

Схема импульсного детектора приведена на рис. 13-78. Исходные данные для расчета: тип диода ($S$, $C_{а\cdot к}$, $C_{а0}$, $C_{к0}$); время установления фронта импульса $t_у$ и его среза

$t_с$ напряжение на входе детектора $U_{вх.д}$; входная емкость лампы видеоусилителя $C_{вх}$; полная емкость и проводимость последнего контура УПЧ $C_к$ и $g_к$; промежуточная частота $f_п$.

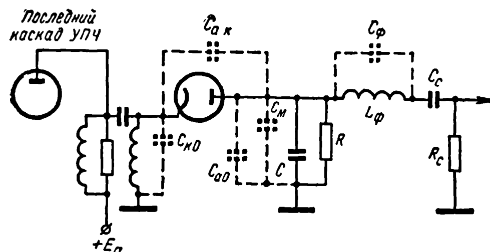



Рис. 13-78. Схема импульсного детектора.

Расчет производится в следующем порядке. Выбирают сосредоточенную емкость конденсатора нагрузки

$$C \geqslant 10C_{а.к} - (C_{ао} + C_м + C_{вх}). \quad (13\text{-}317)$$

Находят общую емкость нагрузки

$$C_н = C_{ао} + C_м + C_{вх} + C. \quad (13\text{-}318)$$

Определяют сопротивление нагрузки в килоомах

$$R = \frac{2\cdot 10^3}{\dfrac{4,4\,(C_1 + C_н)}{t_у} - g_{к1}}, \quad (13\text{-}319)$$

где $C_1$ и $g_{к1}$ — полная емкость в *пф* и проводимость *мксим* последнего контура УПЧ;

$t_у$ — в *мксек*.

Из графика на рис. 13-79 находят коэффициент передачи детектора $K_д$, имея в виду, что $R_{iд} = 1/S_д$ — внутреннее сопротивление диода, а $S_д$ — его крутизна.

Выходное напряжение детектора

$$U_{вых.д} = K_д U_{вх.д}.$$

По $K_д$ находят из графика на рис. 13-80 отношение $R_{вх.д}/R_{iд} = a$ и определяют входное сопротивление детектора. Коэффициент передачи детектора и его входное сопротивление можно увеличить, увеличив сопротивление нагрузки

$$R_1 = 1,65R \quad (13\text{-}320)$$

и применив коррекцию, т. е. включив последовательно с $R_1$ индуктивность, величина которой равна:

$$L = 0,36R_1C. \quad (13\text{-}321)$$

При $\tau_н = RC > 2\tau_к$, где $\tau_к = 2R_кC_к = 2C_к/g_к$ — постоянная времени контура, $t_с = 2,2\,CR$ — постоянная времени среза импульса.

При $\tau_н < \tau_к$ $t_с = t_у$.

Определяют индуктивность дросселя, защищающего вход видеоусилителя от напряжения промежуточной частоты,

$$L_ф = \frac{2,53\cdot 10^4}{f^2_{ф.п}\,C_ф}, \quad (13\text{-}322)$$

где $L_ф$ — в *мкгн*; $f_ф = 0,7 f_п$ — в *Мгц*;

$C_ф$ — собственная емкость дросселя фильтра (2—4 *пф*).

Входная емкость детектора

$$C_{вх.д} = C_{а.к} + C_{ко}. \quad (13\text{-}323)$$

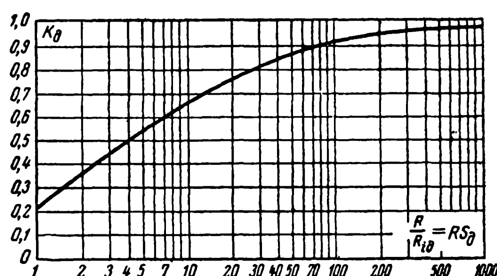



Рис. 13-79. Зависимость коэффициента передачи детектора от величины $RS_д$.

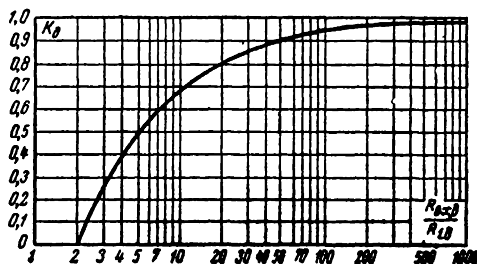



Рис. 13-80. График зависимости $R_{вх}/R_д$ от $K_д$.

**Пример 23.** Рассчитать импульсный детектор по следующим данным: $t_у = 0,2$ *мксек*; диод ДГЦ-8; $S = 10$ *ма/в*; $C_{а.к} = 1$ *пф*; $C_{ао} = 1$ *пф*; $C_{ко} = 1$ *пф*; $U_{вх.д} = 2$ *в*; $C_{вх} = 4,35$ *пф*; $C_к = 10$ *пф*; $L_1 = 2,8$ *мкгн*; $g_к = 50$ *мксим*; $f_п = 30$ *Мгц*.

Результаты расчета: $C = 0$; $C_н = 10$ *пф*; $R = 5,1$ *ком*; $R/R_{iд} = 51$; $K_д = 0,85$; $R_{вх.д}/R_{iд} = 30$; $R_{вх} = 3$ *ком*; $U_{вых.д} = 1,7$ *в*; $\tau_н = 0,051$ *мксек* $< \tau_к = 0,2$ *мксек*; $t_с = t_у = 0,2$ *мксек*; $C_ф = 3$ *пф*; $L_ф \approx 19$ *мкгн*; $C_{вх.д} = 2$ *пф*.

## 13-10. ПИКОВЫЙ ДЕТЕКТОР

Пиковый детектор при воздействии на его вход видеоимпульсов с постоянной амплитудой создает на выходе постоянное напряжение, пропорциональное амплитуде входных видеоимпульсов. Если на входе амплитудно-модулированные импульсы, то на выходе пиковый детектор воспроизводит огибающую последовательности модулированных видеоимпульсов.

Схема пикового детектора с каскадом видеоусилителя приведена на рис. 13-81.

Исходные данные для расчета: тип диода; $R_{iд}$; $C_{вх.д}$; входное напряжение видеоусилителя $U_{вх}$; длительность импульса $\tau$ и скважность импульсов $Q$; частота модуляции $F$ и коэффициент модуляции $m$; кру-

тизна лампы видеоусилителя $S_а$ и ее выходная емкость $C_{вых}$.

Расчет производится в следующем порядке. Находят сопротивление анодной нагрузки лампы видеоусилителя

$$R_а < 0,5 \frac{\tau}{C_{вых} + C_м + C_{вх.д}}. \quad (13\text{-}324)$$

Задаваясь сопротивлением нагрузки $R \leqslant 1$ *Мом*; находят сопротивление в цепи сетки лампы первого каскада УНЧ

$$R_с \geqslant \frac{m}{1-m} R. \quad (13\text{-}325)$$

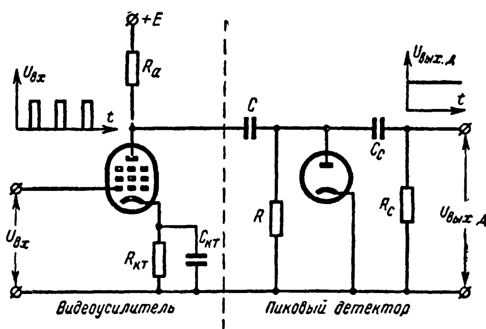



Рис. 13-81. Схема пикового детектора с каскадом видеоусилителя.

Определяют величину емкости нагрузки детектора из условия отсутствия нелинейных искажений (условие безынерционности)

$$C \leqslant \frac{\sqrt{1-m^2}}{2\pi F R m}. \quad (13\text{-}326)$$

Емкость разделительного конденсатора

$$C_с = \frac{1,6}{F R_с}. \quad (13\text{-}327)$$

Сопротивление нагрузки детектора для частоты огибающей

$$R_\Omega = \frac{R R_с}{R + R_с}. \quad (13\text{-}328)$$

Определяют коэффициент усиления «усилитель — детектор»

$$K_{у.д} = \frac{S_а R_а}{1 + Q \frac{R_а + R_{iд}}{R_\Omega}}. \quad (13\text{-}329)$$

Выходное напряжение

$$U_\Omega = m U_{вх} K_{у.д}. \quad (13\text{-}330)$$

Если сигнал не модулирован, то коэффициент передачи рассчитывается по формуле (13-329) заменой $R_\Omega$ на $R$, а выходное напряжение — по формуле (13-330) при $m = 1$.

## 13-11. ЧАСТОТНЫЙ ДЕТЕКТОР

Частотный детектор при помощи двухконтурного полосового фильтра преобразует ЧМ колебания в АМ колебания и затем детектирует сигнал амплитудными детекторами. Схема частотного детектора с двумя

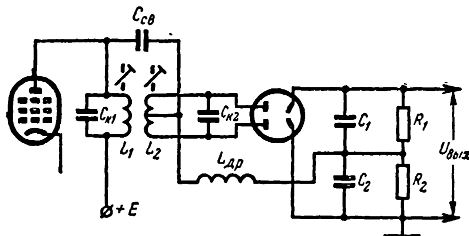



Рис. 13-82. Схема частотного детектора с двумя связанными контурами.

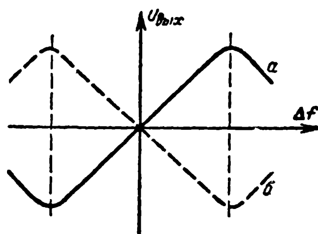



Рис. 13-83. Характеристика частотного детектора.

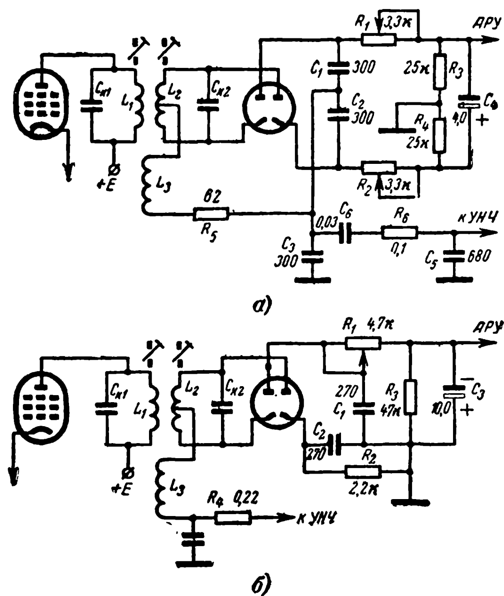
связанными контурами приведена на рис. 13-82, а его характеристика (зависимость выходного напряжения от изменения частоты сигнала) — на рис. 13-83.

Выходное напряжение частотного детектора с двумя связанными контурами зависит не только от отклонения частоты, но и от амплитуды входного напряжения, т. е. от паразитной амплитудной модуляции. Чтобы исключить паразитную амплитудную модуляцию, перед детектором включают ограничитель амплитуды, на сетку лампы которого надо подать сигнал напряжением 3—5 *в*.

Детектор отношений (дробный детектор), кроме детектирования ЧМ колебаний, подавляет паразитную амплитудную модуляцию. Это происходит из-за того, что при увеличении напряжений на диодах уменьшаются коэффициенты передачи и входные сопротивления детекторов. Детекторы отношений подразделяются на симметричные (рис. 13-84, *а*) и несимметричные (рис. 13-84, *б*).

Сумма напряжений на конденсаторах $C_1$ и $C_2$ (рис. 13-84, *а*) постоянна, а их отношение изменяется пропорционально отклонению частоты сигнала $\Delta f$. Поэтому такой детектор называется детектором отношений. Характеристика детектора отно-

шений такая же, как и детектора с двумя связанными контурами, но выходное напряжение в 2 раза меньше. Для нормальной работы детектора отношений необходимо на вход предыдущей лампы, работающей в усилительном режиме, подавать напряжение сигнала 0,05—0,1 *в*.



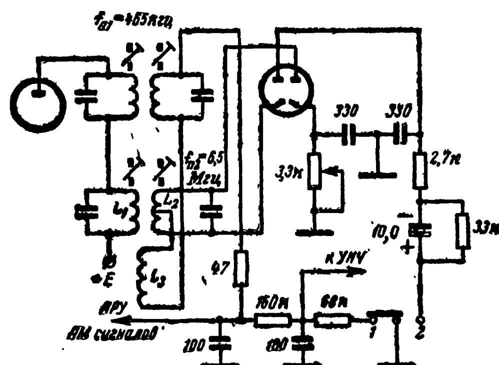


Рис. 13-84. Схемы детектора отношений. *а* — симметричная; *б* — несимметричная.

Рис. 13-85. Схема комбинированного детектора ЧМ и АМ.

Детектор отношений применяется во всех радиовещательных приемниках АМ—ЧМ сигналов, а обычный частотный детектор в устройствах автоматической подстройки частоты и в некоторых специальных приемниках.

В радиовещательных АМ-ЧМ приемниках применяют комбинированный АМ и ЧМ детектор (рис. 13-85). Положение переключателя *2* соответствует детектированию ЧМ сигнала, а положение *1* — АМ сигнала.

Для повышения помехоустойчивости в передатчике производится подъем частотной характеристики в области верхних звуковых частот. В частотном детекторе производится корректировка частотной характеристики в области верхних звуковых частот включением *RC*-цепочки с постоянной времени 75 *мксек*.

### Частотный детектор

Для расчета частотного детектора с двумя связанными контурами необходимы следующие исходные данные: собственное затухание контуров фильтра $d$; промежуточная частота $f_п$ тип диода и его крутизна; амплитуда первой гармоники анодного тока ограничительного каскада $I_{a1}$ в режиме ограничения (порядка 1—2 *ма*).

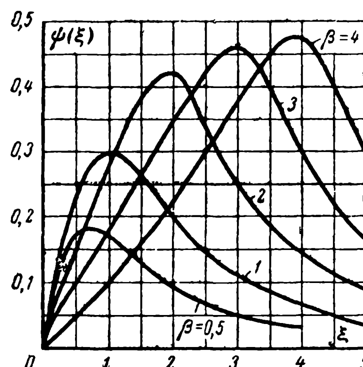


Рис. 13-86. Зависимость функции $\psi(\xi)$ от $\beta$.

В процессе расчета находят фактор связи, при котором линейный участок характеристики будет иметь нужную протяженность,

$$\beta = 3\frac{\Delta f_{макс} + \delta f}{d f_п}. \quad (13\text{-}331)$$

Максимальная крутизна характеристики частотного детектора получается при $\beta \approx 1$.

Коэффициент связи между катушками $k = \beta d$.

Находят полные емкости контуров:

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_{к1} + C_{вых1} + C_{м1} + C_0; \\ C_2 &= C_{к2} + C_{а.к} + C_{м2} + C_0, \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}332)$$

где $C_{а.к}$ — емкость диода; $C_{к1} = C_{к2} = 10 \div 30$ *пф*.

Индуктивность определяют по формуле (13-51).

Индуктивность дросселя

$$L_{др} \geqslant 10L. \qquad (13\text{-}333)$$

Емкость разделительного конденсатора

$$C = (5 - 10)\ C_к. \qquad (13\text{-}334)$$

Производится расчет амплитудных детекторов и определяется их коэффициент передачи $K_д$.

Характеристику частотного детектора рассчитывают по формуле

$$U_{вых} = I_{a1} R_к K_д \psi(\xi) = I_{a1} \frac{K_д \psi(\xi)}{\omega_п \sqrt{C_1 C_2}\, d} \qquad (13\text{-}335)$$

и по графику на рис. 13-86. Так как величина $\psi(\xi)$ симметрична, то, задаваясь различными значениями обобщенной расстройки $\xi = 2\Delta f/df$ при выбранном значении $\beta$, находят половину характеристики, а другая половина будет иметь противоположный знак.

Расчет амплитудного ограничителя приведен в [Л. 46].

### Детектор отношений

Для расчета симметричного и несимметричного детекторов отношений необходимы одни и те же исходные данные: $S$ и $C_{вых}$ предыдущей лампы; $\Delta f_{макс}$; $f_п$; $C_{а.к}$.

*Расчет симметричного детектора отношений* производят в следующем порядке [Л. 23]. Задаются емкостью контуров $C_{к1} = C_{к2} = 10 \div 30$ *пф*; находят полную емкость контуров по формуле (13-332) и индуктивность по формуле (13-51).

Находят характеристические сопротивления первичного и вторичного контуров

$$\left.\begin{aligned} \rho_1 &= 2\pi \cdot L_1 f_п; \\ \rho_2 &= 2\pi \cdot L_2 f_п. \end{aligned}\right\} \qquad (13\text{-}336)$$

Усредненное затухание контуров

$$d = 4\,\frac{\Delta f_{макс} + \delta f}{f_п}, \qquad (13\text{-}337)$$

где

$\Delta f_{макс}$ — максимальная девиация частоты, для радиовещания равная 75 *кгц*;

$\delta f$ — запас на нестабильность, для радиовещания равный 15—25 *кгц*.

Необходимое затухание первичного и вторичного контуров в нагруженном состоянии достигается шунтирующим действием выходной проводимости лампы и входных проводимостей детекторов:

$$d_1 = 0{,}8d; \quad d_2 = 1{,}25d. \qquad (13\text{-}338)$$

Сопротивление нагрузки детектора

$$R = R_1 + R_3 = R_2 + R_4 = \frac{8}{3}\,\frac{\rho^2}{d_2}.$$

Индуктивность катушки связи в микрогенри

$$L_3 = \frac{L_1}{10K_{1-3}^2}, \qquad (13\text{-}339а)$$

где $K_{1-3} = 0{,}7 \div 0{,}8$ — коэффициент связи катушек $L_1$ и $L_3$.

Коэффициент связи катушек $L_1$ и $L_2$

$$K_{1-2} = \frac{1}{2} d. \qquad (13\text{-}339б)$$

Емкости конденсаторов (для звуковых модулирующих частот)

$$C_1 = C_2 = C_3 = 270 \div 330\ пф. \qquad (13\text{-}340)$$

Амплитуда выходного напряжения

$$U_{вых} \approx 0{,}075\,\frac{\Delta f_{макс}}{\Delta f d}\, S\rho U_{вх}, \qquad (13\text{-}341)$$

где $S$ — крутизна предыдущей лампы, *ма/в*;

$U_{вх}$ — напряжение на входе предыдущей лампы;

$\rho = 1/\omega C$ — сопротивление, *ком*.

Емкость для подавления паразитной амплитудной модуляции в микрофарадах

$$C_4 \geqslant \frac{200}{R_3 + R_4}, \qquad (13\text{-}342)$$

где $R$ — сопротивление, *ком*.

Для сглаживания пиков токов диодов при больших уровнях сигнала служит резистор

$$R_5 = 47 \div 100\ ом. \qquad (13\text{-}343)$$

Постоянная времени корректирующей цепи

$$\tau = C_5 R_6 \approx 75\ мксек. \qquad (13\text{-}344)$$

*Расчет несимметричного* детектора производится в том же порядке, что и симметричного, но сопротивление нагрузки берется равным 2 $R$.

**Пример 24.** Рассчитать симметричный детектор отношений по следующим данным: $S = 4{,}5$ *ма/в*; $C_{вых} = 4$ *пф*; $U_{вх} = 0{,}1$ *в*; $\Delta f_{макс} = 75$ *кгц*; $f_п = 8{,}4$ *Мгц*; $C_{а.к} = 2$ *пф*.

Результаты расчета. Принимаем $C_{к1} = 15$; $C_{к2} = 27$ *пф*; $L_1 = 18$ *мкгн*; $L_2 = 12$ *мкгн*; $\rho_1 = 1$ *ком*; $\rho_2 = 0{,}63$ *ком*; $d = 0{,}046$; $d_1 = 0{,}037$; $d_2 = 0{,}06$; $R = R_1 + R_3 = R_2 + R_4 = 28$ *ком*. Для симметрирования схемы принимаем $R_1 = R_2 = 3{,}3$ *ком*, тогда $R_3 = R_4 = 10$ *ком*; $k_{1-3} = 0{,}5$; $L_3 = 3{,}6$ *мкгн*; $K_{1-2} = 2{,}4\%$; $C_1 = C_2 = C_3 = 330$ *пф*; $U_{вых} = 0{,}5$ *в*; $C_4 = 4$ *мкф*; $R_5 = 47$ *ом*; $C_5 = 750$ *пф*; $R_6 = 100$ *ком*.

Для улучшения подавления паразитной амплитудной модуляции предыдущий каскад (рис. 13-87) ставится в режим ограничения [Л. 42, 46].

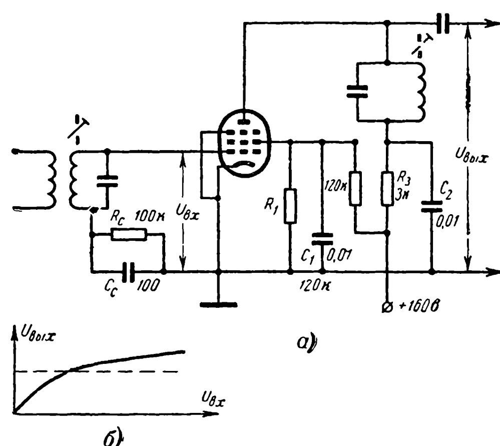



Рис. 13-87. Схема амплитудного ограничителя (*а*) и его амплитудная характеристика (*б*).

## 13-12. АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ

Автоматическая регулировка усиления (АРУ) применяется для поддержания относительно постоянного выходного напряжения приемника при изменении несущего напряжения сигнала в широких пределах на входе. Постоянство выходного напряжения достигается тем, что с увеличением напряжения сигнала (напряжения несущей частоты) коэффициент усиления высокочастотных каскадов уменьшается. Изменение коэффициента усиления получается из-за подачи на сетки регулируемых ламп отрицательного напряжения регулировки $|U_р|$ (абсолютная величина $U_р$ пропорциональна э. д. с. сигнала в цепи антенны $E_А$), которое изменяет крутизну регулируемых ламп. Аналогично АРУ производится в транзисторных каскадах подачей регулирующего напряжения в цепи базы.

Схемы АРУ делятся на три типа: простая схема АРУ работает при любом напряжении сигналов и уменьшает усиление приемника; схема с задержкой срабатывает при $E_А > E_{А.мин}$ (порогового значения), поэтому усиление приемника при слабых сигналах не уменьшается; схема с задержкой и усилением регулирующего напряжения позволяет получить мало изменяющееся выходное напряжение при большом изменении входного напряжения.

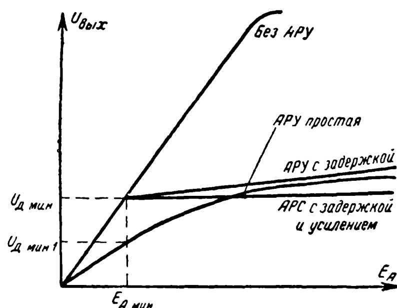



Рис. 13-88. Амплитудные характеристики приемника с различными схемами АРУ.

Амплитудные характеристики приемника с различными схемами АРУ приведены на рис. 13-88.

### АРУ в ламповых приемниках

Во всех приемниках в большинстве случаев применяется схема АРУ с задержкой (рис. 13-89). Напряжение задержки $E_з = U_{вх.д} = E_c$ одновременно является исходным смещением для всех регулируемых ламп и получается как падение напряжения на резисторе $R_1$, вызываемое общим током питания приемника.

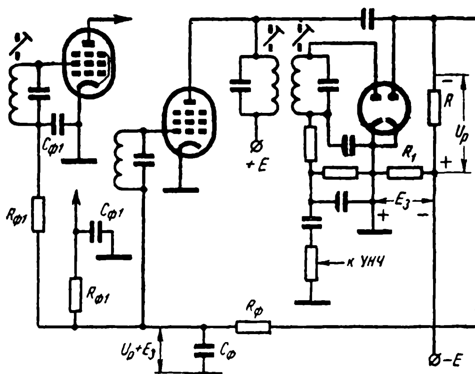



Рис. 13-89. Схема АРУ с задержкой.

Исходные данные для расчета: изменение входного напряжения $\alpha = E_{А.макс}/E_{А.мин}$ (20—60 *дб*); допустимое изменение выходного напряжения $\beta = U_{вых.макс}/U_{вых.мин}$ (3—10 *дб*); тип и количество регулируемых ламп; исходное напряжение смещения регулируемых ламп $E_c$.

Порядок расчета. Находят наибольшую величину регулирующего напряжения

$$U_р = E_з(\beta - 1), \quad (13\text{-}345)$$

где $E_з = E_c = U_{вх.д}$ — напряжение задержки, равное исходному напряжению смещения лампы в типовом режиме и входному напряжению детектора.

По характеристикам ламп находится максимальная крутизна $S_{1макс}$ для $E_c = E_з$ и минимальная крутизна $S_{1мин}$ для отрицательного напряжения $E_{c1} = E_c + U_р$. Затем находится произведение максимальных и минимальных крутизн регулируемых ламп (рис. 13-90) и по их отношению определяется изменение входного напряжения приемника

$$\alpha = \beta \frac{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{макс}}{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{мин}}. \quad (13\text{-}346)$$

Если величина $\alpha$ получается равной или больше заданной, то это значит, что при выбранном числе регулируемых каскадов заданные пределы регулировки усиления при схеме АРУ с задержкой будут достигнуты. Если $\alpha$ получается меньше заданной,

Рис. 13-90 Зависимость изменения произведения крутизн ламп от изменения напряжения смещения.

то при данном числе регулируемых каскадов нельзя получить заданные пределы регулировки усиления при применении схемы АРУ с задержкой. В этом случае надо либо пересмотреть требования к АРУ, либо увеличить число регулируемых каскадов, либо применить схему АРУ с задержкой и усилением.

Характеристику АРУ строят следующим способом. Находят из рис. 13-90 $(S_1 S_2 S_3 \ldots S_n)_{\text{макс}}$ при $E_c = E_з$, где $E_c$ — напряжение смещения регулируемых ламп.

Задаваясь различными значениями $|U_р|$, находят по величине $E_з + U_р$ из графика на рис. 13-90 соответствующие значения $S_1 S_2 S_3 \ldots S_n$ и затем по формуле (13-347) подсчитывают величину $E_А$

$$E_А = E_{А.мин} \frac{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{\text{макс}}}{S_1 S_2 S_3 \cdots S_n} \times \left(1 + \frac{U_р}{E_з}\right). \quad (13\text{-}347)$$

Определяют напряжение на входе детектора, пропорциональное напряжению на выходе всего приемника

$$U_д = E_з + U_р.$$

Строят зависимость $U_д = \varphi(E_А)$ в полулогарифмическом масштабе.

Фильтр в цепи АРУ служит для исключения проникновения на сетки регулируемых ламп напряжения звуковой частоты. Постоянная времени фильтра АРУ выбирается для телефонных приемников

$$\tau_ф = C_ф R_ф = 0{,}02 - 0{,}2\ сек; \quad (13\text{-}348)$$

для телеграфных приемников

$$\tau_ф = 0{,}2 - 1\ сек. \quad (13\text{-}349)$$

Для исключения самовозбуждения регулируемых каскадов включают между ними дополнительные фильтры $C_{ф1}, R_{ф1}$ с постоянной времени

$$\tau_{ф1} = C_{ф1} R_{ф1} = 0{,}1\,\tau_g. \quad (13\text{-}350)$$

В простой схеме АРУ используется один диод для детектирования сигнала и для получения регулирующего напряжения. Амплитудная характеристика приемника с простой схемой АРУ рассчитывается для $E_А > E_{А.мин}$ и $U_д \geqslant U_{д.мин1}$ по формуле

$$E_А = E_{А.мин} \frac{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)_{\text{макс}}}{(S_1 S_2 S_3 \cdots S_n)} \times \frac{U_д}{U_{д.мин1}}, \quad (13\text{-}351)$$

где $(S_1\ S_2\ S_3 \ldots S_n)_{\text{макс}}$ соответствует $E_{c1} = E_c + U_{д.мин1}$.

## АРУ в транзисторных приемниках

Наибольшее применение получила простая схема АРУ с подачей регулирующего напряжения непосредственно на базу. Такая схема АРУ применяется в радиовещательных приемниках в одном каскаде УПЧ (рис. 13-91). По зависимости крутизны транзистора от напряжения на базе или тока базы можно рассчитать зависимость коэффициента усиления каскада от регулирующего напряжения или тока.

Расчет АРУ в транзисторных приемниках затруднен из-за зависимости входного сопротивления транзистора от тока базы. Усредненная характеристика коэффициента усиления регулируемого каскада приведе-

Рис. 13-91. Схема АРУ в приемнике «Селга» (*а*) и усредненная характеристика коэффициента усиления регулируемого каскада от изменения тока базы (*б*).

на на рис. 13-91, *б*. Зависимость коэффициента усиления каскада в области малых токов базы имеет крутой спад и пологий участок при больших токах базы.

Поэтому характеристики АРУ с управлением по току базы приближаются к характеристикам АРУ с задержкой [Л. 39]. Можно осуществить изменение коэффициента усиления регулируемого каскада до 30 *дб*.

## 13-13. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИЕМНИКОВ УМЕРЕННО ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Проектирование приемников умеренно высоких частот (до 30 *Мгц*) делится на три этапа: эскизный расчет, электрический расчет и конструктивный расчет.

В эскизный расчет входят выбор и обоснование структурной схемы приемника, типа ламп или транзисторов (если они не заданы), определение полосы пропускания приемника, коэффициента усиления и других параметров приемника.

В электрический расчет входит полный электрический расчет всех каскадов приемника и их характеристик.

Конструктивный расчет элементов приемника включает также и создание конструкции всего приемника.

Чувствительность приемников умеренно высоких частот определяется уровнем внешних помех (промышленные и атмосферные), но при ферритовых антеннах важнее собственные шумы, и их следует уменьшать. Поэтому при выборе чувствительности приемника (если она не задана) следует исходить из необходимого отношения сигнала к помехе на входе приемника, при котором возможен нормальный прием сигналов.

К приемникам умеренно высоких частот предъявляются высокие требования к избирательности по соседнему и зеркальному каналам и каналу приема помехи с частотой, равной промежуточной. При проектировании приемника необходимо сочетать требуемую полосу пропускания с высокой избирательностью.

Радиовещательные приемники имеют диапазон умеренно высоких частот и УКВ ЧМ диапазон. Обычно в них применяется комбинированный АМ—ЧМ детектор. Кроме того, к этим приемникам предъявляются высокие требования к качеству звучания и внешнему оформлению.

### Содержание технического задания

Техническое задание на проектирование радиовещательных и связных приемников содержит следующие пункты [Л. 20, 45, 46]:

1. Назначение приемника (вещательный, связной).

2. Вид приемника (стационарный — комнатный, переносный, автомобильный, самолетный и т. п.).

3. Диапазон частот и количество поддиапазонов. Для радиовещательных приемников по ГОСТ установлены следующие диапазоны: длинные волны 150—415 *кгц*, средние волны 520—1 600 *кгц*, короткие волны 3,95—12,1 *Мгц* или полурастянутые диапазоны 24,8—32 и 40—76 *м*, или растянутые и полурастянутые диапазоны 25 *м* (11,70—11,975 *Мгц*), 31 *м* (9,50—9,775 *Мгц*), 41 *м* (7,0—7,3 *Мгц*), 49 *м* (6,0—6,2 *Мгц*) и 50—76 *м*, УКВ 4,56—4,11 *м* (65,8—73 *Мгц*).

4. Промежуточная частота. Для радиовещательных приемников длинных, средних и коротких волн установлена промежуточная частота 465 *кгц*, а для УКВ — 6,5 *Мгц*.

5. Реальная чувствительность $E_А$ радиовещательных приемников зависит от класса приемника, выбирается в пределах 50—200 *мкв* и определяется при выходной мощности 50 *мвт*, $m=0,3$ и $F=400$ или 1 000 *гц*.

6. Избирательность по соседнему каналу должна быть не хуже $S_с$ (20—60 *дб*) при расстройке $\Delta f_с$. Для связных приемников, иногда задают не $S_с$, а коэффициент прямоугольности не больше $K_{п0,1}$ или $K_{п0,01}$.

7. Избирательность по зеркальному каналу не хуже $S_з$ (26—40 *дб*) и избирательность по каналу прямого прохождения не хуже $S_{п.п}$.

8. Вид модуляции (амплитудная, частотная).

9. Максимальный коэффициент модуляции или индекс модуляции.

10. Нижняя и верхняя частоты модуляции $F_{мин}$ и $F_{макс}$ (*гц*).

11. Уровень отсчета полосы пропускания приемника $\gamma_0$. Для вещательных приемников задается частотная характеристика по звуковому давлению (кривая верности).

12. Вид приема (с подстройкой, бесподстроечный, беспоисковый и бесподстроечный).

13. Максимальные возможные уходы частоты передатчика $\Delta f_{пер}$ и гетеродина $\Delta f_{гер}$ или их относительные изменения частоты $a_{пер}=\Delta f/f$ и $a_{гет}$.

14. Работа АРУ: изменения входного напряжения $\alpha=E_{А.макс}/E_{А.мин}$ и изменения выходного напряжения $\beta=U_{вх.д.макс}/U_{вх.д.мин}$.

15. Пределы изменения ручной регулировки громкости и ручной регулировки усиления (для связных приемников).

16. Требуемое напряжение на входе детектора (оно определяется из расчета УНЧ).

17. Коэффициент нелинейных искажений в высокочастотном тракте приемника (до 2—3%).

18. Параметры антенны и фидера (сопротивление антенн, действующая высота и т. д. и тип и длина фидера и его затухание).

19. Тип ламп или транзисторов.

20. Потребляемая мощность *P*.

Расчет усилителя низкой частоты приведен в разд. 9 первого тома.

### Эскизный расчет радиовещательных и связных приемников

*Выбор схемы приемника.* Для получения высокой реальной чувствительности ($E_А<50$ *мкв*) в приемнике необходимо при-

менить один или два каскада УРЧ. Если требования к реальной чувствительности и избирательности по зеркальному каналу невысоки (на длинных и средних волнах $S_a \leqslant 30 : 50$ или $30 \div 34$ *дб* и на коротких волнах $S_з \leqslant 10$ или 20 *дб*), то можно не применять каскад УРЧ. Если же заданы высокие требования к избирательности по зеркальному каналу, то следует применить один или два каскада УРЧ. При очень высокой заданной избирательности по зеркальному каналу (на коротких волнах $S_з \geqslant 100$) следует применять двукратное преобразование частоты. Однако если есть возможность получить высокую избирательность по зеркальному каналу с однократным преобразованием частоты путем улучшения качества контуров радиочастоты или выбором величины промежуточной частоты, то предпочесть следует однократное преобразование частоты.

Все радиовещательные приемники имеют однократное преобразование частоты и не более двух ламповых каскадов и четырех транзисторных каскадов УПЧ.

*Выбор типа ламп и транзисторов приемника.* Если в техническом задании тип ламп или транзисторов не указан, то, выбирая их, надо стараться иметь меньше различных типов ламп в каскадах приемника.

Для получения большого устойчивого усиления УРЧ и узкополосных УПЧ следует выбирать тип ламп с наибольшей величиной коэффициента

$$P = \frac{S}{C_{а.с} + C_п}, \qquad (13\text{-}352)$$

где $C_{а.с}$ и $C_п$ — проходные емкости лампы и ламповой панели; $C_п = 0{,}01 \div 0{,}015$ *пф* для миниатюрных ламп.

Тип лампы преобразователя частоты выбирается по наибольшей величине крутизны преобразования $S_п$. Наиболее распространенной преобразовательной лампой с совмещенным гетеродином является триод-гептод 6И1П, $S_п = 0{,}77$ *ма/в* и $R_{iп} = 1{,}5$ *Мом*.

Для получения наименьшего коэффициента шума тип ламп выбирают по наименьшему отношению $R_ш/R_{вх} = R_ш g_{вх}$.

Тип транзисторов выбирают с учетом:

1) получения минимального коэффициента шума в первых каскадах УРЧ и УПЧ [см. формулу (13-158)];

2) наибольшей величины максимального коэффициента усиления каскада (13-257);

3) наибольшего отношения $S_0/C_{б.к}$ для получения большей величины коэффициента устойчивого усиления.

*Выбор промежуточной частоты.* Промежуточная частота связных приемников выбирается с учетом того, что она не должна находиться в диапазоне частот приемника и не должна совпадать с частотой какого-либо мощного передатчика. Этому условию удовлетворяют следующие частоты: 110—115, 463—467, 620—630, 1 200, 1 600, 1 900, 4 500, 6 500, 8 400 *кгц*.

С увеличением промежуточной частоты:

а) увеличивается избирательность по зеркальному каналу;

б) расширяется полоса пропускания и ухудшается избирательность по соседнему каналу;

в) ухудшается устойчивость УПЧ.

При высоких требованиях к избирательности по зеркальному каналу следует выбирать более высокую промежуточную частоту. При высоких требованиях к избирательности по соседнему каналу следует выбирать более низкую промежуточную частоту.

Перечисленные требования находятся во взаимном противоречии, и поэтому при выборе промежуточной частоты следует исходить из компромиссного решения.

*Расчет полосы пропускания.* Полоса пропускания приемника должна быть равна или больше полосы спектра частот сигнала

$$П \geqslant П_с. \qquad (13\text{-}353)$$

При амплитудной модуляции полоса спектра частот сигнала равна:

$$П_с = 2F_{макс}. \qquad (13\text{-}354)$$

При амплитудной манипуляции

$$П_с = 2\Delta f = 10F, \qquad (13\text{-}355)$$

где $2\Delta f$ — полоса частот, определяемая скоростью передачи (например для 20 слов в 1 *мин* или 22 *бод* $2\Delta f = 110$ *гц*).

При частотной модуляции гармоническим сигналом,

$$П_с = 2F_{макс}\left(1 + \psi_м + \sqrt{\psi_м}\right), \qquad (13\text{-}356а)$$

где $\psi_м = \Delta f_{макс}/F_{макс}$ — индекс модуляции при $\Delta f_{макс}$ и $F_{макс}$,

$\Delta f_{макс}$ — максимальная амплитуда изменения частоты.

Для радиовещательных передатчиков

$$F_{макс} = 15\,кгц; \quad \psi_м = \frac{75}{15} = 5;$$

$$П_с \approx 250\,кгц.$$

При частотной манипуляции, если высокая частота изменяется по прямоугольному закону,

$$П_с = 2F\sqrt{\frac{200}{\pi}\psi_м + \psi_м^2}, \qquad (13\text{-}356б)$$

где $F = 0{,}4\ nN$.

Для приемников с подстройкой на станцию в процессе приема полоса пропускания приемника берется равной полосе спектра частот сигнала

$$П = П_с. \qquad (13\text{-}357)$$

Для приемников с бесподстроечным приемом (после первоначальной настройки приемника на станцию уверенный прием должен сохраняться без дополнительной подстройки) полоса пропускания расширяется на величину нестабильности частоты передатчика и гетеродина $\Delta f_{нс}$

$$П = П_с + \Delta f_{нс}, \qquad (13\text{-}358)$$

где

$$\Delta f_{нс} = 2\sqrt{\Delta f_{пер}^2 + \Delta f_{гет}^2}; \qquad (13\text{-}359)$$

$\Delta f_{пер} = a_{пер} f_0$ — уход частоты передатчика;

$\Delta f_{гет} = a_{гет}(f_0 + f_п)$ — уход частоты гетеродина.

Значения нестабильности частоты различных передающих устройств приведены в § 12-5 (стр. 39).

Относительная нестабильность гетеродина $a_{гет}$ для работы в стационарных условиях с колебательным контуром составляет $(1 \div 5) \cdot 10^{-4}$, с кварцем $5 \cdot 10^{-5}$.

При работе в нестационарных условиях стабильность на порядок ниже.

Для приемников с частотной автоматической подстройкой частоты (ЧАП) полоса пропускания выбирается равной

$$П = П_0 + \frac{\Delta f'_{нс}}{K_{ЧАП}}, \qquad (13\text{-}360)$$

где $K_{ЧАП}$ — коэффициент частотной автоподстройки, равный 10—20.

Приемник ЧАП в приемнике позволяет сузить полосу пропускания, что уменьшает воздействие помех на приемник и повышает его избирательность по соседнему каналу. Однако применение ЧАП значительно усложняет схему приемника, его регулировку и настройку на заводе.

Для приемников беспоискового и бесподстроечного приема (устойчивый прием при установке настройки приемника механизмом или после включения фиксированных настроек) полоса пропускания должна быть такой ширины, чтобы осуществлялся прием при всех возможных отклонениях от номинала частот передатчика и гетеродина. Отклонение этих частот от номинала зависит от дестабилизирующих факторов, действующих в момент начала приема, включая неточности градуировки шкал передатчика и приемника, а также неточности установки частоты по шкалам из-за люфтов механизмов настройки и т. п.

Полоса пропускания для беспоискового и бесподстроечного приема с ЧАП.

$$П = П_с + \frac{\Delta f'_{нс}}{K_{ЧАП}}, \qquad (13\text{-}361)$$

где

$$\Delta f'_{нс} = 2\sqrt{\Delta f_{пер}^2 + (\Delta f'_{пер})^2 + \Delta f_{гет}^2 + (\Delta f'_г)^2}, \qquad (13\text{-}362)$$

$\Delta f_{пер}$ и $\Delta f_{гет}$ — полные уходы частот передатчика и гетеродина приемника, вызванные действием всех дестабилизирующих факторов, включая неточность работы механизмов настройки, неточность градуировок шкал и т. п.

Затухание контуров входной цепи и УРЧ определяется необходимостью получения заданной избирательности по зеркальному каналу для наихудшего случая (для максимальной частоты каждого поддиапазона), заданной полосы пропускания входной цепи и УРЧ для наихудшего случая (для минимальной частоты каждого поддиапазона) и уровня отсчета этой полосы.

Чтобы исключить влияние неточности сопряжения настроек контуров сигнала и гетеродина и чтобы полоса пропускания приемника не зависела от частоты диапазона, полоса пропускания входной цепи и УРЧ (радиочастотных каскадов) выбирается из условия

$$П_{\gamma рч} = (1{,}5 \div 2)\, П_{\gamma УПЧ},$$

где $П_{\gamma\, УПЧ} = П_\gamma$.

В области больших расстроек по зеркальной частоте, соответствующих

$$x = \frac{1}{1 + \dfrac{2f_п}{f_{макс}}} < 0{,}9,$$

затухание радиочастотных контуров одноконтурной входной цепи и УРЧ выбирают из условий

$$\left.\begin{array}{l} \dfrac{1 - x^2}{x\sqrt[N+1]{S_з x}} \geqslant d \geqslant \\ \geqslant \dfrac{П_{\gamma рч}}{f_{мин}} \dfrac{1}{\sqrt{\sqrt[N+1]{\dfrac{1}{\gamma_0^2}} - 1}}. \\ \text{Произвольный уровень отсчета} \\ \text{в частотном случае } \gamma = 0{,}7 \\ \dfrac{1 - x^2}{x\sqrt[N+1]{S_з x}} \geqslant d \geqslant \\ \geqslant \dfrac{П_{рч}}{f_{мин}} \dfrac{1}{\sqrt{\sqrt[N+1]{2} - 1}} \end{array}\right\} \qquad (13\text{-}363)$$

где $N+1$ — число каскадов УРЧ (0, 1 или 2) плюс входная цепь.

В области малых расстроек ($x>0{,}9$) затухание радиочастотных контуров входной цепи и УРЧ выбирается из условий

$$\left.\begin{aligned} &\frac{4f_{п}}{f_{макс}}\frac{1}{\sqrt{\sqrt[N+1]{S_з^2}-1}} \geqslant d \geqslant \\ &\geqslant \frac{П_{\gamma рч}}{f_{мин}}\frac{1}{\sqrt{\sqrt[N+1]{\frac{1}{\gamma_0^2}}-1}}; \\ &\text{при } \gamma_0=\frac{1}{\sqrt{2}}=0{,}7 \\ &\frac{4f_{п}}{f_{макс}}\frac{1}{\sqrt{\sqrt[N+1]{S_з^2}-1}} \geqslant d \geqslant \\ &\geqslant \frac{П_{рч}}{f_{мин}}\frac{1}{\sqrt{\sqrt[N+1]{2}-1}}. \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}364)$$

При выполнении этих условий избирательность по зеркальному каналу получается не меньше заданной, а полоса пропускания радиочастотных контуров также не меньше выбранной.

В случае применения двухконтурной входной цепи при $\beta\approx 1$ без УРЧ затухание контуров выбирают для больших и малых расстроек по зеркальной частоте из условий

$$\left.\begin{aligned} &\frac{1-x^2}{x\sqrt{2S_з}} \geqslant d \geqslant \\ &\geqslant \frac{П_{\gamma рч}}{f_{мин}}\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\frac{1}{\gamma_0^2}-1}}; \\ &\text{при } \gamma_0=\frac{1}{\sqrt{2}}=0{,}7 \\ &\frac{1-x^2}{x\sqrt{2S_з}} \geqslant d \geqslant 0{,}7\frac{П_{рч}}{f_{мин}}; \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}365)$$

$$\left.\begin{aligned} &\frac{4f_{п}}{f_{макс}}\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{S_з^2-1}} \geqslant d \geqslant \\ &\geqslant \frac{П_{\gamma рч}}{f_{мин}}\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\frac{1}{\gamma_0^2}-1}}; \end{aligned}\right\} \quad (13\text{-}366)$$

при $\gamma_0=0{,}7$;

$$\frac{4f_{п}}{f_{макс}}\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{S_з^2-1}} \geqslant d \geqslant 0{,}7\frac{П_{рч}}{f_{мин}}.$$

Полученное значение $d$ должно учитывать шунтирующее действие антенны, входного сопротивления лампы и схемы. Поэтому собственное затухание контура должно быть на 20—30% меньше, т. е.

$$d_к=\frac{d}{1{,}2\div 1{,}3}. \quad (13\text{-}367)$$

Конструктивно радиочастотные контуры можно выполнить с затуханием

$$d_к \geqslant 0{,}01. \quad (13\text{-}368)$$

На коротких волнах полоса пропускания входной цепи и УРЧ много шире, чем полоса пропускания тракта промежуточной частоты и поэтому затухание контуров выбирается из условия получения заданной избирательности по зеркальному каналу по левым частям условий (13-364)—(13-367). Если эти условия не выполняются, то следует либо уменьшить заданную избирательность по зеркальному каналу, либо увеличить число каскадов УРЧ.

Избирательность одноконтурной входной цепи и УРЧ по каналу прямого прохождения определяют по формуле

$$S_{п.п}=\left[\frac{|1-x_п^2|}{d}\right]^{N+1}\frac{1}{x_п^{N+2}}; \quad (13\text{-}369)$$

значение $x_п$ приведено в (13-48).

*Определение затухания контуров и числа каскадов промежуточной частоты* (вместе с преобразователем). Расчет производят по заданной избирательности по соседнему каналу, по полосе пропускания $П_{УПЧ}$ и заданному уровню отсчета полосы пропускания $\gamma_0$. В каскадах УПЧ и преобразователя применяются двухконтурные полосовые фильтры с критической связью, соответствующей фактору связи $\beta=k/d=1$, где $k$ — коэффициент связи. При этом частотная характеристика полосового фильтра имеет плоскую вершину.

Задаваясь $n$ — числом каскадов УПЧ плюс преобразователь, находят затухание контуров двухконтурных полосовых фильт-

ров из условий

$$\left.\begin{aligned}&\frac{2\Delta f_с}{f_п}\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n]{S_с^2}-1}}\geqslant\\&\geqslant d\geqslant\frac{П_{\gamma УПЧ}}{f_п}\times\\&\times\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n]{\frac{1}{\gamma_0^2}}-1}};\\&\text{при } \gamma\approx 0{,}7\\&\frac{2\Delta f_с}{f_п}\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n]{S_с^2}-1}}\geqslant\\&\geqslant d\geqslant\frac{П_{УПЧ}}{f_п}\times\\&\times\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n]{2}-1}},\end{aligned}\right\}\quad(13\text{-}370)$$

где $n=n_1+1$ — число каскадов УПЧ плюс преобразователь;
$n_1$ — число каскадов УПЧ.

При выполнении этих условий избирательность по соседнему каналу получается не меньше заданной, а полоса пропускания также не меньше требуемой. Собственное затухание контуров находится из (13-367), и должно быть $d_к\geqslant 0{,}01$.

Если $d_к<0{,}01$, то следует либо уменьшить избирательность по соседнему каналу, либо увеличить число каскадов УПЧ.

Если избирательность по соседнему каналу не задана, а задан коэффициент прямоугольности, то затухание контуров промежуточной частоты находится из условия получения полосы пропускания УПЧ на уровне $\gamma_0=0{,}7$

$$d=\frac{П_{УПЧ}}{f_п}\times\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n]{2}-1}}.\quad(13\text{-}371)$$

Коэффициент прямоугольности не зависит от затухания контуров, а зависит только от числа каскадов (числа полосовых фильтров) и при $\beta=1$ определяется по табл. 13-5.

В тех случаях, когда нужно получить при заданной полосе пропускания высокую избирательность по соседнему каналу, применяют фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), который включают на вход УПЧ. Наиболее часто применяют ФСС четырехконтурный, при этом в каскадах УПЧ — двухконтурные полосовые фильтры или одиночные контуры.

Четырехконтурный ФСС состоит из двух одинаковых пар индуктивно связанных контуров, у которых вторичный контур первой пары и первичный контур второй пары связывают внешнеемкостной связью, с таким же значением $\beta$, как в каждой паре. Затухание контуров ФСС и двухконтурных полосовых фильтров в каскадах УПЧ находят для $\beta=1$ по формуле

$$\left.\begin{aligned}&\frac{2\Delta f_с}{f_п}\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n_1+3]{S_с^2}-1}}\geqslant\\&\geqslant d\geqslant\frac{П_{\gamma УПЧ}}{f_п}\times\\&\times\frac{1}{\sqrt{2}\sqrt[4]{\sqrt[n_1+3]{\frac{1}{\gamma_0^2}}-1}}.\end{aligned}\right\}\quad(13\text{-}372)$$

Емкость конденсатора связи между парами контуров при $\beta=1$ определяют по формуле

$$C_{св}=dC,\quad(13\text{-}373)$$

где $C$ — полная емкость контура.

*Расчет коэффициента усиления приемника.* Для нормальной работы диодного детектора необходимо на его вход подать напряжение несущей частоты $U_{вх.д}=2\div3$ *в* на входе ограничителя, стоящего перед частотным детектором, напряжение несущей частоты должно быть $U_{огр}=2\div4$ *в*.

Для детектора отношений (дробный детектор) на вход его усилительной лампы, следует подавать $U_{вх}=0{,}05\div0{,}1$ *в*.

Коэффициент усиления приемника до детектора, т. е. коэффициент усиления высокочастотных каскадов, равен

$$K_0=K_{0в.ц}K_{0УРЧ}^{N}K_{0ПЧ}K_{0УПЧ}^{n-1}=\frac{U_д}{E_A}K_{зап},\quad(13\text{-}374)$$

где $K_{0\,в.ц}$ — коэффициент передачи входной цепи; $K_{0УРЧ}$, $K_{0ПЧ}$ и $K_{0УПЧ}$ — коэффициенты усиления УРЧ, ПЧ и УПЧ.

Требуемая величина коэффициента усиления определяется для каждого поддиапазона по входному напряжению детектора и чувствительности

$$K_0 = \frac{U_д}{E_А} K_{зап4}, \qquad (13\text{-}375)$$

где $K_{зап}=1{,}5—2$ — коэффициент запаса, учитывающий приближенность определения $K_{0в.ц}$, $K_{0урч}$, $K_{0пч}$, и $K_{0упч}$ при эскизном расчете (он полезен также по другим причинам — учитывает разброс крутизны усилительных приборов и производственный запас).

Если применяется входная цепь с магнитной антенной, то коэффициент усиления приемника определяют по заданной напряженности поля сигнала $E$ в *мкв/м* или в *мв/м* (действующее значение)

$$K_0 = \frac{U_д}{E} \frac{1}{\eta} K_{зап}; \qquad (13\text{-}376)$$

$\eta=1 \div 7$ *м* для длинных и средних волн.

Величину коэффициента передачи входной цепи при эскизном расчете можно принять равной 2—4 для лампового первого каскада и 0,1—0,2 для транзисторного первого каскада. Коэффициент передачи двухконтурной входной цепи в 2 раза меньше.

В связных и радиовещательных приемниках, имеющих узкую полосу пропускания, коэффициент усиления каскадов УРЧ и УПЧ ограничивается коэффициентом устойчивого усиления. Поэтому коэффициент усиления этих каскадов берется не больше коэффициента устойчивого усиления (13-122), (13-116) и (13-238).

Коэффициент усиления лампового каскада ПЧ

$$K_{0пч} = K_{0упч} \frac{S_п}{S}. \qquad (13\text{-}377)$$

Коэффициент усиления транзисторных каскадов УПЧ определяют по формулам (13-258)—(13-260), а коэффициент усиления транзисторного ПЧ — по формуле (13-377).

Если на входе УПЧ применен четырехконтурный ФСС, то коэффициент усиления преобразователя частоты равен:

$$K_{0пч}=K_{0упч} \frac{S_п}{4S}. \qquad (13\text{-}378)$$

Подставляя коэффициент передачи входной цепи или коэффициент $\eta$ и коэффициенты усиления каскадов в (13-375) и (13-376), находят коэффициент усиления приемника для каждого поддиапазона. Если он получился меньше требуемого, то следует увеличить число каскадов УПЧ и найти затухание их контуров.

*Расчет реальной чувствительности.* Определяют минимальный коэффициент шума приемника по формулам (13-146), (13-153)—(13-158) и по рис. 13-94, *а* находят реальную чувствительность приемника в микровольтах

$$E_{А\,реаль} = \frac{1}{8} \sqrt{R_А \Pi_ш \gamma_ш (N-1)+t_А}, \qquad (13\text{-}379)$$

где $R_А$ — сопротивления антенны, *ом*;
$\Pi_ш=1{,}1\Pi_{упч}$ — шумовая полоса пропускания, *Мгц*.

Если реальная чувствительность получилась хуже заданной, то следует в первых каскадах приемника применить усилительные приборы с меньшим коэффициентом шума.

**Пример 25.** Произвести эскизный расчет радиовещательного приемника по следующим данным: диапазон — средневолновый 520—1 600 *кгц*; промежуточная частота $f_п=465$ *кгц*; чувствительность не хуже $E_А=200$ *мкв*; избирательность по соседнему каналу не хуже $S_с=26$ *дб* (20) при $\Delta f_с=10$ *кгц*, избирательность по зеркальному каналу не хуже $S_з=34$ *дб* (50) и избирательность по прямому каналу прохождения не хуже $S_{п.п}=30$ *дб* (32); верхняя частота модуляции $F_{макс}=4\,500$ *гц* при $\gamma_0=0{,}5$; тип ламп — миниатюрный.

Результаты расчета. Выбираем схему приемника и тип ламп: одноконтурная входная цепь, ПЧ на лампе 6И1П ($S_п=0{,}77$), один каскад УПЧ на лампе 6К4П и детектор на лампе 6Х2П. Определяем: $\Pi=9$ *кгц*; $U_{вх.д}=2$ *в*; $K_{зап}=1{,}7$; $K_0=17\,000$; $K_{0в.ц}=3$; $K_{0пч}$, $K_{0пч}$ $K_{0упч}=5\,700$; $\Pi_{в.ц}=18$ *кгц*; затухание контура входной цепи $d=0{,}02$; $S_{п.п}=10$ (так как $S_{п.п}$ меньше заданной, то применяем во входной цепи фильтр); затухание контуров полосового фильтра $d=0{,}014$.

## 13-14. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРИЕМНИКОВ НЕПРЕРЫВНЫХ СИГНАЛОВ СВЧ

Техническое задание аналогично техническому заданию при проектировании приемников умеренно высоких частот [Л. 20, 46].

Для улучшения реальной чувствительности следует понижать коэффициент шума приемника. В первом приближении коэффициент шума приемника определяется коэффициентом шума его первого каскада.

Эскизный расчет приемников непрерывных сигналов СВЧ аналогичен расчету приемников умеренно высоких частот, за исключением расчета чувствительности, определения коэффициента передачи входной цепи и затухания контуров радиочастотных каскадов.

К избирательности приемника предъявляются довольно высокие требования, и

при проектировании приемника необходимо сочетать полосу пропускания с высокой избирательностью.

На СВЧ применяется как амплитудная модуляция, так и частотная. В зависимости от типа принимаемых сигналов приемник может иметь амплитудный детектор, частотный или комбинированный (детектор АМ — ЧМ).

Для получения минимального коэффициента шума приемника и наибольшего коэффициента усиления его каскадов тип ламп и транзисторов выбирается исходя из тех же условий что и для приемников умеренно высоких частот.

Ламповые УРЧ с числом каскадов не более 2—3 применяются для частот не выше 1 000 *Мгц*, так как на этих частотах лампа теряет усилительные свойства и резко возрастает коэффициент шума. Применение ЛБВ, параметрических усилителей, усилителей на туннельных диодах и молекулярных усилителей (мазеры) позволяет значительно снизить коэффициент шума приемника и повысить его реальную чувствительность.

Транзисторные УРЧ применяются для $f<500$ *Мгц*.

В эскизном расчете считают, что коэффициент шума определяется первым каскадом, а в электрическом расчете уточняют его величину.

Выбирают схему приемника, промежуточную частоту, определяют полосу пропускания, минимальный коэффициент шума приемника, так же как и для приемников умеренно высоких частот.

Реальную чувствительность приемника находят по формулам (13-145) и (13-379).

Коэффициент передачи входной цепи $K_{\text{ов.ц}}$ при согласовании в эскизном расчете можно выбирать в пределах 1,5—4.

Затухание радиочастотных контуров выбирают исходя из условия избирательности по зеркальному каналу (область малых расстроек)

$$d \leqslant \frac{4f_{\text{п}}}{f_{\text{макс}}} \frac{1}{\sqrt{\sqrt[N+1]{S_{\text{з}}^2}-1}}, \qquad (13\text{-}380)$$

где $N$ — число каскадов УРЧ.

Полоса пропускания радиочастотных каскадов на уровне 0,7 определяется по формуле

$$\varPi_{\text{рч}} = d f_{\text{мин}} \sqrt{\sqrt[N+1]{2}-1}. \qquad (13\text{-}381)$$

Затухание контуров двухконтурных полосовых фильтров УПЧ определяют по формуле (13-370).

**Пример 26.** Произвести эскизный расчет связного приемника по следующим данным: вид приемника — самолетный; диапазон частот 140—145 *Мгц*; чувствительность — реально возможная; $D_{\text{ш}}=3$; $K_{\text{П0,1}} \leqslant 2$; $S_{\text{з}} \geqslant 100$; $S_{\text{п.п}} \geqslant 10^6$; модуляция — частотная; $\psi_{\text{м}}=5$; $F_{\text{макс}}=3\,000$ *гц*; вид приема — бесподстроечный; $a_{\text{пер}} = a_{\text{гет}} = 10^{-4}$; $R_{\text{А}} = 70$ *ом*; на миниатюрных лампах.

Расчет. Схема приемника: одноконтурная входная цепь, два каскада УРЧ на пентодах с общим катодом (коэффициент шума на пентоде с общим катодом и на триоде с общей сеткой не сильно отличаются на этих частотах), преобразователь, два каскада УПЧ, ограничитель и частотный детектор. Для всех каскадов преобразователя УРЧ и УПЧ берем лампу 6Ж1П, имеющую достаточно большую величину $P=130$ *ма/в* $\times$ *пф*; $R_{\text{ш}}=1\,800$ *ом*; $R_{\text{вх}}=3\,330$ *ом* на $f=145$ *Мгц*. Этим достигаются взаимозаменяемость и удобство запасных комплектов ламп. Для детектора выбираем лампу 6Х2П. Далее определяем: $f_{\text{п}}=4{,}5$ *Мгц*; $\varPi_{\text{с}}=50$ *кгц*; $\Delta f_{\text{пер}}=14{,}5$ *кгц*; $\Delta f_{\text{гет}}=15$ *кгц*; $\Delta f_{\text{нс}}=42$ *кгц*; $\varPi=92$ *кгц*; $\varPi_{\text{ш}}=100$ *кгц*; $N_{\text{мин}}=5{,}6$; $P_{\text{с.реаль}}=5{,}85\cdot10^{-15}$ *вт*; $E_{\text{А.реаль}} \approx 1{,}3$ *мкв*; $K_{\text{зап}}=1{,}5$; $U_{\text{вх-огр}}=2$ *в*; $K_0 \approx 1{,}7\cdot10^6$; $K_{0\,\text{в.ц}}=3{,}4$; $K_{0\,\text{УРЧ}}=5$; $K_{0\text{ПЧ}}=11$; $K_{0\,\text{УПЧ}}=47{,}5$; $K_0=2{,}1\cdot10^6\ (>1{,}7\cdot10^6)$; затухания радиочастотных контуров $d=0{,}02$; $\varPi_{\text{рч}}=1{,}5$ *мгц*; $S_{\text{п.п}}=1{,}2\cdot10^8$; затухания контуров полосовых фильтров УПЧ $d=0{,}02$; $K_{\text{П0,1}}=1{,}93\ (<2)$.

## 13-15. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ ПРИЕМНИКОВ СВЧ

Импульсные приемники широко применяются в радиолокации. Чувствительность их, так же как и приемников непрерывных сигналов СВЧ, определяется собственными шумами. Для повышения реальной чувствительности принимаются меры по уменьшению коэффициента шума приемника.

В зависимости от типа импульсного приемника проектирование делится на:

проектирование приемников на максимальную чувствительность (полосу пропускания выбирают из условия наибольшего отношения сигнала к шуму на входе детектора и $\varPi \approx 1/\tau$, где $\tau$ — длительность зондирующего импульса);

иногда проектирование приемников ведут на заданное время установления $t_{\text{у}}$; полосу пропускания выбирают из условия получения заданного времени установления

$$\varPi = \frac{0{,}7 \div 0{,}8}{t_{\text{у}}}. \qquad (13\text{-}382)$$

*Техническое задание на проектирование импульсных приемников* СВЧ должно содержать следующие требования [Л. 34, 47]:

1. Частота сигнала в *Мгц* или длина его волны.

2. Общая нестабильность частот передатчика и гетеродина приемника $\Delta f_{\text{нс}}$ или уходы частот передатчика $\Delta f_{\text{пер}}$ и гетеродина $\Delta f_{\text{гет}}$.

3. Длительность импульса $\tau$ в микросекундах.

4. Частота повторения импульсов $F_п$ в герцах.

5. Для проектирования приемников на заданное время установления задаются искажения импульса (при прямоугольном входном импульсе): а) время установления $t_у$; б) время среза $t_с$ и в) выброс не больше $\delta$.

6. Частота модуляции импульсов $F_м$ в герцах и коэффициент модуляции импульсов $m$ в процентах (для РЛС автоматического сопровождения объекта).

7. Максимальная возможная чувствительность при коэффициенте шумозащищенности $\gamma_ш$; иногда задается чувствительность $P_с$.

8. Сопротивление антенны $R_А$ (обычно задается для метровых приемников).

9. Промежуточная частота $f_п$ в мегагерцах (иногда ее нужно выбрать).

10. Длина линии, связывающей приемник с антенной, или ее коэффициент передачи по мощности.

11. Регулировки в приемнике: ручная регулировка усиления УПЧ, быстродействующая автоматическая регулировка усиления, временная автоматическая регулировка усиления и автоматическая подстройка частоты гетеродина.

12. Тип ламп или транзисторов.

13. Потребляемая мощность (не больше $P$).

*Выбор схемы приемника* зависит от частоты сигнала и типа УРЧ. Схема импульсного приемника может быть без УРЧ (рис. 13-92) и с УРЧ (рис. 13-93). Если задана чувствительность приемника $P_с \geqslant 0,5 \times$

Таблица 13-7

| Элементы приемника и его показатели | Диапазон частот, *Мгц* | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | <100 | 100—300 | 300—1 000 | 1 000—2 500 | 2 500—10 000 |
| Ламповый УРЧ | Есть | | | Нет | |
| Схема УРЧ | С общим катодом С общей сеткой Катодно-сеточная | С общей сеткой Катодно-сеточная | С общей сеткой | ЛБВ, усилитель на туннельном диоде, параметрический усилитель, мазер | |
| Тип конструкции лампы УРЧ | Штыревые пентоды, штыревые триоды | Штыревые триоды | Дисковые триоды | | |
| Тип контуров входной цепи и УРЧ | Контуры с сосредоточенными параметрами | | Резонансные концентрические линии | | |
| Тип конструкции ламп преобразователя частоты | Штыревые пентоды | Штыревые триоды | Дисковые триоды | Полупроводниковые диоды | |
| Тип конструкции ламп гетеродина | Штыревые триоды | | Дисковые триоды | Дисковые триоды или клистроны | Клистроны |
| Тип контуров гетеродина | Контуры с сосредоточенными параметрами | | Резонансные концентрические линии | Для триодов резонансные концентрические линии | — |
| Коэффициент шума приемника | 3—4 *дб* (2—2,5) | 4—7 *дб* (2,5—5) | 7—11,7 *дб* (5—15) | 13—16 *дб* (20—40) с ЛБВ 6 *дб* (4) | |
| Эффективная шумовая температура приемника | 300—450° С | 450—1 200° С | 1 200—4 200° С | Без УРЧ 5 700—10 700°, с ЛБВ 1 000° С | |
| Чувствительность | $10^{-13}$—$10^{-14}$ *вт* | | | Без УРЧ $10^{-12}$—$10^{-13}$, *вт*, с УРЧ $10^{-13}$—$10^{-14}$, *вт* | |
| Фидерные линии | Коаксиальные кабели | | | | Волноводы |
| Схема первых каскадов УПЧ | С общим катодом | | | Катодно-сеточная | |
| Тип ламп в первых каскадах УПЧ | Пентоды | | | Триоды и пентоды в триодном соединении | |

$\times 10^{-12}$ *вт*, то УРЧ не применяется. Ламповые УРЧ применяются только для частоты сигнала не выше 1 000 *Мгц*, так как на частотах выше 1 000 *Мгц* лампы теряют усилительные свойства и резко возрастает коэффициент шума. На частотах выше 1 000 *Мгц* применяется УРЧ на ЛБВ. При

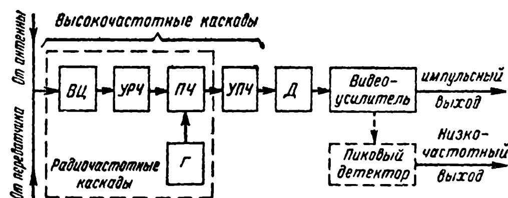



Рис. 13-92. Структурная схема локационного приемника без УРЧ для $f>1\,000$ *Мгц*.

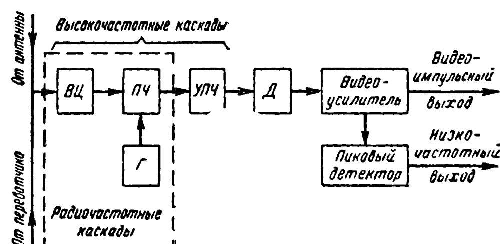



Рис. 13-93. Структурная схема локационного приемника с УРЧ для $f<1\,000$ *Мгц*.

составлении структурной схемы приемника можно руководствоваться табл. 13-7.

*Выбор ламп и транзисторов.* Для получения наименьшего коэффициента шума и наибольшего устойчивого коэффициента усиления выбор серии ламп производится так, чтобы при наименьшем отношении $R_ш/R_{вх}$ добротность лампы $D_л=S/C_{мин}$ и величина $p=S/C_{а.с}+C_п$ были наибольшими. Выбор типа транзисторов производится по тем же соображениям, что и для приемников непрерывных сигналов.

*Определение требуемых полос пропускания каскадов приемников по заданному времени установления.* Выбор полосы пропускания приемника и его каскадов производится так, чтобы получить заданное время установления фронта импульса и среза.

Время установления фронта импульса в приемнике равно:

$$t_у=\sqrt{t^2_{УВЧ}+t^2_{у.д}+t^2_{у.ву}}, \quad (13\text{-}383)$$

где $t_{УВЧ}$ — время установления высокочастотных каскадов (УРЧ и УПЧ);

$t_{у.д}$ — время установления детектора;

$t_{у.ву}$ — время установления видеоусилителя.

Обозначим $\gamma_1=t_{у.д}/t_{УВЧ}$ и $\gamma_2=t_{у.ву}/t_{УВЧ}$ и тогда из формулы (13-383) получим:

$$t_{УВЧ}=\frac{t_у}{\sqrt{1+\gamma_1^2+\gamma_2^2}}. \quad (13\text{-}384)$$

Из формулы (13-384) видно, что для определения времени установления высокочастотных каскадов приемника $t_{УВЧ}$ необходимо задаться допустимыми значениями отношений $\gamma_1$ и $\gamma_2$.

Целесообразно задаться следующими значениями этих отношений: $\gamma_1=0{,}3$ и $\gamma_2=0{,}4$. При таких величинах этих отношений получаем большее $t_{УВЧ}$, а это уменьшает полосу пропускания высокочастотных каскадов, а следовательно, $П_ш$, что повышает чувствительность, а также уменьшает число каскадов. Подставляя эти значения в (13-384), получим:

время установления высокочастотных каскадов (УРЧ и УПЧ)

$$t_{УВЧ}=0{,}9t_у; \quad (13\text{-}385)$$

время установления детектора

$$t_{у.д}=0{,}27t_у; \quad (13\text{-}386)$$

время установления видеоусилителя

$$t_{у.ву}=0{,}36t_у. \quad (13\text{-}387)$$

Полоса пропускания высокочастотных каскадов находится из выражения

$$П_{вч}=\frac{0{,}75}{t_{УВЧ}}=\frac{0{,}85}{t_у}. \quad (13\text{-}388)$$

Если в приемнике отсутствует УРЧ и разрядник имеет широкую полосу пропускания, которая больше полосы пропускания УПЧ, то $П_{вч}=П_{УПЧ}$. Если же в приемнике имеется УРЧ, то необходимо распределить время установления $t_{УВЧ}$ между УПЧ и УРЧ следующим образом:

$$t_{у.УПЧ}=(0{,}75\div 0{,}85)\,t_у; \quad (13\text{-}389)$$

$$t_{у.УРЧ}=(0{,}37\div 0{,}53)\,t_у. \quad (13\text{-}390)$$

При таком распределении времени установления $t_{УВЧ}$ полоса пропускания УРЧ в 1,5—2 раза шире полосы пропускания УПЧ. Полосы пропускания УРЧ и УПЧ определяются по формулам:

$$П_{УРЧ}=\frac{0{,}7}{t_{у.УРЧ}}; \quad (13\text{-}391)$$

$$П_{УПЧ}=\frac{0{,}7\div 0{,}8}{t_{у.УПЧ}}. \quad (13\text{-}392)$$

Полосу пропускания УПЧ для устойчивого приема следует величить на величину нестабильности частоты передатчика и гетеродина

$$П_{упч.нс}=П_{упч}+\Delta f_{нс}. \quad (13\text{-}393)$$

Увеличивать полосу пропускания УРЧ не следует, так как она шире полосы пропус-

кания УПЧ. Если в приемнике будет применена частотная автоподстройка, то в первом приближении можно положить $\Delta f_{нс}=0$.

*Определение требуемых полос пропускания каскадов приемника* с максимальной чувствительностью. К приемникам обнаружения предъявляется требование максимальной чувствительности и допускается большое искажение переднего фронта импульса. Для получения максимальной чувствительности приемника обнаружения необходимо выбрать полосу пропускания так, чтобы было наибольшее отношение пикового напряжения сигнала к эффективному напряжению шума на входе детектора.

Время установления при этом мало отличается от длительности импульса $t_у=(0,7\div0,8)\,\tau$. Импульс на выходе детектора приобретает почти треугольную форму.

Принимают время установления приемника $t_у=(0,7\div0,8)\cdot\tau$ и определяют $t_{увч}, t_{у.увч}, t_{у.упч}, t_{у.д}, t_{у.ву}$ и полосы пропускания $П_{увч}$, $П_{урч}$ и $П_{упч}$ приведенным методом.

*Выбор промежуточной частоты.* Увеличение и уменьшение промежуточной частоты против стандартных значений имеет свои преимущества и недостатки. Так, при увеличении промежуточной частоты:

1) возрастает избирательность по зеркальному каналу;

2) улучшается разделение на выходе детектора видеосигналов и составляющих промежуточной частоты;

3) уменьшаются размеры элементов контуров УПЧ ($L$ и $C_к$) и емкости блокировочных и развязывающих конденсаторов;

4) ослабляется влияние шума клистронного гетеродина;

5) улучшается развязка между цепями гетеродина и УРЧ или входной цепи, что повышает стабильность частоты гетеродина;

6) улучшается работа ЧАП из-за повышения частоты гетеродина и расширения полосы;

7) лучше воспроизводится форма огибающей напряжения высокой частоты, что очень важно в РЛС с селекцией подвижных объектов.

Уменьшение промежуточной частоты имеет следующие преимущества:

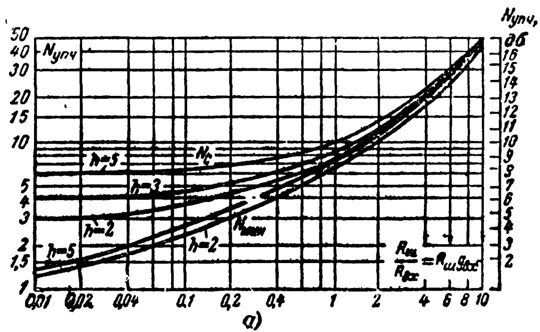
1) смена ламп меньше влияет на форму частотной характеристики УПЧ, что облегчает смену ламп в условиях эксплуатации;

2) увеличивается устойчивость УПЧ;

3) уменьшается коэффициент шума УПЧ из-за повышения входного сопротивления ламп УПЧ. Промежуточная частота локационных приемников выбирается из условия

$$f_п \geqslant (5\div10)\,П_{УПЧ.нс}. \qquad (13\text{-}394)$$

*Определение максимально возможной чувствительности приемника без УРЧ.* Для получения минимального коэффициента шума приемника первые два каскада УПЧ выполняются по каскодной схеме. Тип ламп выбирают по минимальному отношению $R_ш/R_{вх}$ и определяют минимальное значение коэффициента шума УПЧ.



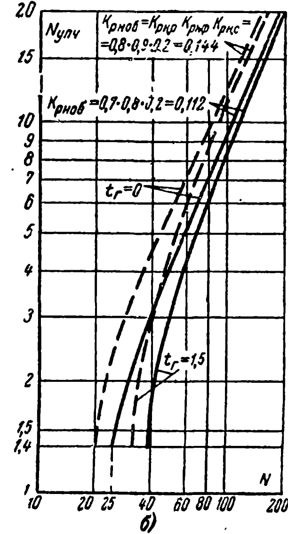




Рис. 13-94. Зависимость коэффициентов шума $N_c$ и $N_{мин}$ первого каскада УПЧ от отношения $R_ш/R_{вх}$ и величины $h$ при пренебрежении $g'_к$ (*а*); зависимости коэффициента шума приемника от коэффициента шума УПЧ (*б*).

Коэффициент шума УПЧ с каскодной схемой определяется первым каскадом. Минимально выполнимый коэффициент шума $N_{мин}=1,4\div1,5$.

На рис. 13-94, *а* приведена зависимость коэффициентов шума $N_c$ и $N_{мин}$ первого каскада УПЧ от отношения $R_ш/R_{вх}$ и величины $h$, рассчитанная по формулам (13-145) и (13-152) при пренебрежении $g'_к=g_к/m^2_{2c}$. Из рис. 13-94, *а* видно, что при

$$R_ш/R_{вх}>5 \quad N_c\approx N_{мин}.$$

Для эскизного расчета приближенное значение коэффициента шума первого каскада усилителя определяют по графику на рис. 13-94, *а*. Минимальный коэффициент шума транзисторного УПЧ определяют по формулам (13-152), (13-158).

Коэффициент шума приемника определяют по формуле (13-294). При эскизном расчете можно брать следующие величины коэффициентов передачи номинальных мощностей разрядником фидера: $K_{р\,н.р}=0,7\div0,8$; $K_{р\,н.ф}=0,8\div0,9$. Выбирают

тип диодного кристаллического смесителя. Обычно $K_{рн.с}=0{,}15\div 0{,}25$; $g_{ic}=2\,500$ *мксим* и $t_c=2\div 3$.

На рис. 13-94, *б* приведен график $N$ ($N_{УПЧ}$) для $K_{р\,ноб}=K_{р\,н.р}\,K_{р\,н.ф}\,K_{р\,н.с}=0{,}7\cdot 0{,}8\cdot 0{,}2=0{,}112$; $K_{р\,ноб}=0{,}8\cdot 0{,}9\cdot 0{,}2=0{,}144$ и $t_г=1{,}5$; $t_г=0$, построенный для диодного смесителя с $t_c=2{,}5$.

Минимальный выполнимый коэффициент шума приемника без УРЧ для $f>1\,000$ *Мгц* $N_{мин}=12$—$20$ (11—13 *дб*).

Минимальный коэффициент шума приемника находят по минимальному коэффициенту шума УПЧ по формуле (13-395) или по графику на рис. 13-95.

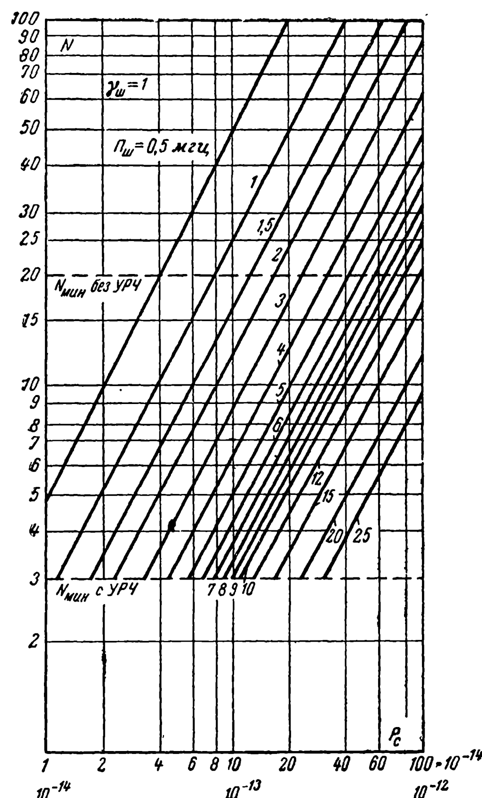



Рис. 13-95. Зависимости чувствительности приемника от его коэффициента шума.

Максимально возможная чувствительность приемника в ваттах

$$P_c=4\cdot 10^{-15}(N_{мин}+t_A-1)\,П_ш\gamma_ш, \quad (13\text{-}395)$$

где $П_ш$ — в *Мгц*.

На рис. 13-95 приведен график $P_c$ ($N$), построенный по формуле (13-95) для различной шумовой полосы пропускания и $\gamma_ш=1$. Из него видно, что чем больше шумовая полоса пропускания, тем хуже чувствительность приемника при том же значении коэффициента шума приемника. Из графика на рис. 13-95 можно найти коэффициент шума приемника для $\gamma_ш>1$

$$N=N_{граф}/\gamma_ш.$$

*Определение максимально возможной чувствительности приемника с УРЧ.*

Выбор типа ламп и транзисторов УРЧ и определение минимального коэффициента шума УРЧ производятся так же, как и для УПЧ. Коэффициент шума приемника определяется по формуле

$$N=\frac{N_{УРЧ}}{K_{р\,н.р}\,K_{рн.ф}}. \quad (13\text{-}396)$$

На рис. 13-96 приведен график $N(N_{УРЧ})$, построенный по формуле (13-396) для двух значений $K_{р\,н.р}\cdot K_{р\,н.ф}=0{,}8\cdot 0{,}9=0{,}72$ и $K_{р\,н.р}\cdot K_{р\,н.ф}=0{,}7\cdot 0{,}7=0{,}49$.

Коэффициент шума приемника находят по формуле (13-396) или по графику на рис. 13-96. Максимально возможная чувствительность приемника определяется по формуле (13-395) или по графику.

*Определение коэффициента шума приемника по заданной чувствительности.* Коэффициент шума приемника определяется по заданной чувствительности по формуле (13-395) или по графику на рис. 13-95. По коэффициенту шума приемника находят коэффициент шума УПЧ или УРЧ по формуле (13-396) или по графикам на рис. 13-94, 13-96.

*Определение напряжения сигнала на входе УПЧ и коэффициента усиления УПЧ.* В приемниках без УРЧ, имеющих диодный смеситель, определяется напряжение сигнала на входе УПЧ

$$U_{вх.УПЧ}=\sqrt{\frac{P_c\,K_{рн.р}\,K_{рн.ф}\,K_{рн.с}}{g_к+g_{вх.УПЧ}}}, \quad (13\text{-}397)$$

где $g_{вх.УПЧ}$ — входная проводимость первой лампы или первого транзистора УПЧ;

$g_к$ — проводимость входного контура УПЧ, которым можно пренебречь при применении транзистора.

Задаваясь входным напряжением детектора $U_{вх.д}=1\div 3$ *в*, определяют коэффициент усиления УПЧ

$$K_{УПЧ}=\frac{U_{вх.д}}{U_{вх.УПЧ}}K_{зап}, \quad (13\text{-}398)$$

где $K_{зап}=2\div 3$ — коэффициент запаса, учитывающий разброс по крутизне ламп и транзисторов и приближенность расчета.

*Определение напряжения сигнала* на входе триодного, пентодного и транзисторного смесителя и коэффициента усиления УПЧ. В приемниках с УПЧ определяется напряжение сигнала

$$U_{вх.с}=\sqrt{\frac{P_c\,K_{рн.р}\,K_{рн.ф}\,K_{рн.в.ц}K^N_{рнУРЧ}}{g_к+g_{вх.с}}}, \quad (13\text{-}399)$$

где $g_{вх.п} \approx 0{,}5\, g_{вх}$ — входная проводимость преобразователя;

$N$ — число каскадов УРЧ;

$K_{рн.ВЦ} = \left(1 - \frac{d_к}{d}\right)^2$ — коэффициент передачи номинальной мощности входной цепи;

$K_{рн.УРЧ} = \frac{1}{4} \frac{S^2}{g_{вх}\, g_{вых}} \left(1 - \frac{d_к}{d}\right)^2$ — коэффициент усиления номинальной мощности каскада УРЧ;

$g_{вх}$ и $g_{вых}$ — входная и выходная проводимости лампы или транзистора УРЧ.

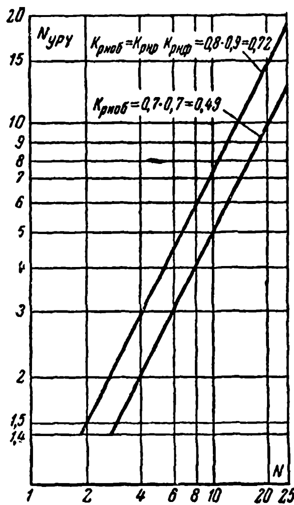



Рис. 13-96. Зависимости коэффициента шума приемника от коэффициента шума УРЧ.

Задаваясь $U_{вх.д} = 1 \div 3$ *в* и полагая $K_{зап} = 2 \div 3$, определяют коэффициент усиления УПЧ и ПЧ

$$K_0 = \frac{U_{вх.д}}{U_{вх.с}} K_{зап}. \qquad (13\text{-}400)$$

Расчет УПЧ и ПЧ производится совместно.

*Выбор схемы и числа каскадов УПЧ.* Схема УПЧ выбирается в зависимости от полосы пропускания и заданного выброса $\delta$ из табл. 13-8.

В усилителях с расстроенными контурами применяются частотная характеристика с плоской вершиной, соответствующая критической расстройке между контурами. В усилителях с полосовыми фильтрами также применяется частотная характеристика с плоской вершиной, соответствующая $\beta = k/d = 1$.

Если задан выброс $\delta = 0$, то применяется только усилитель с одиночными настроенными в резонанс контурами.

Таблица 13-8

| Схема УПЧ | $П$, *Мгц* | Выброс $\delta$, % |
|---|---|---|
| Усилитель с одиночными настроенными в резонанс контурами | $\leqslant 3$ | 0 |
| Усилитель с одиночными попарно расстроенными контурами; расстройка критическая, $\xi_0 = 1$ | 3—8 | $4{,}3\sqrt{\frac{n}{2}}$ |
| Усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами; связь критическая . . . . . . . . . | 3—8 | $4{,}3\sqrt{n}$ |
| Усилитель с одиночными контурами, настроенными на три частоты; расстройка критическая, $\xi_0 = \sqrt{3}$ . . . . . . . | 8—20 | $6{,}5\sqrt[3]{n}$ |

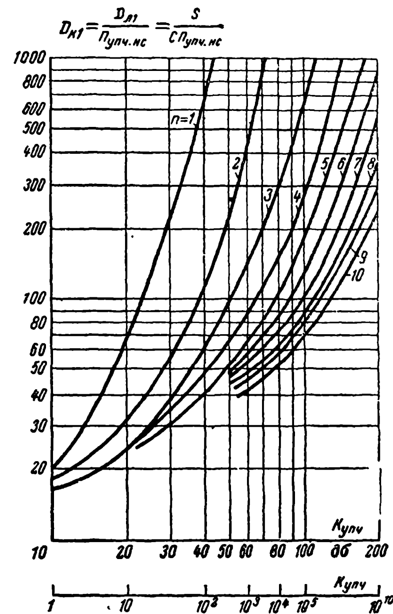



Рис. 13-97. Зависимость коэффициента усиления усилителя с одиночными настроенными в резонанс контурами от добротности каскада и числа каскадов.

Добротности одноконтурного лампового каскада и каскада с полосовым фильтром соответственно равны [Л. 34]:

$$D_{к1} = \frac{S}{CП_{УПЧ.нс}} = \frac{D_{л1}}{П_{УПЧ.нс}}; \qquad (13\text{-}401)$$

$$D_{к2} = \frac{S}{\sqrt{2C_1C_2}\, П_{УПЧ.нс}} = \frac{D_{л2}}{П_{УПЧ.нс}}, \qquad (13\text{-}402)$$

где $D_л$ — добротность лампы;

$$C = C_{вых1} + C_{вх2} + C_м;$$

$$C_1 = C_{вых1} + C_{м1};$$

$$C_2 = C_{вх2} + C_{м2};$$

$C_{вых}$ и $C_{вх2}$ — выходная и входная емкости усилительной лампы и следующей за ней.

Число каскадов $n$ для выбранной схемы УПЧ и требуемого коэффициента усиления находится по добротности каскада $D_к$ и $K_{0\,УПЧ}$ из графиков на рис. 13-97—13-100.

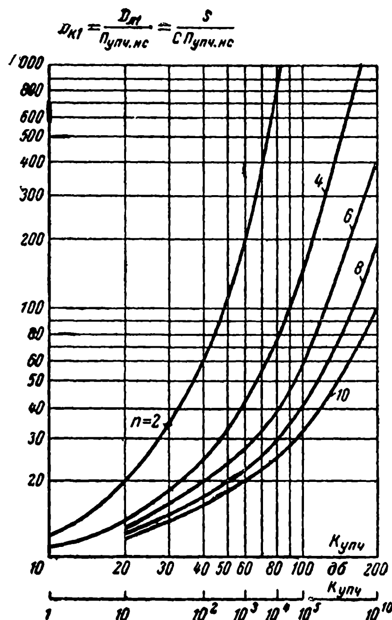



Рис. 13-98. Зависимость коэффициента усиления усилителя с одиночными попарно расстроенными контурами при критической расстройке от добротности каскада и числа каскадов.

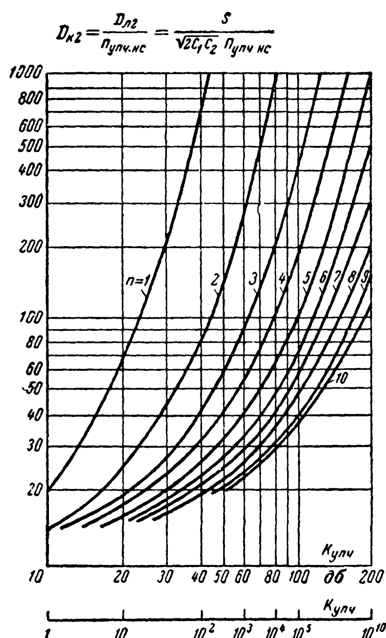



Рис. 13-99. Зависимость коэффициента усиления усилителя с двухконтурными полосовыми фильтрами при $\beta=1$ от добротности каскада и числа каскадов.

На рис. 13-101 приведен график зависимости выброса $\delta$ от числа каскадов для различных схем усилителей при критической расстройке.

Число транзисторных каскадов находится из графика на рис. 13-101 по заданной величине $\delta$. Число транзисторных каскадов с одиночными контурами, настроенными на одну частоту, находится при электрическом расчете.

*Выбор типа детектора* производится в зависимости от соотношения промежуточной частоты и полосы пропускания.

При

$$\frac{f_п}{П_{УПЧ\,нс}} > (5 \div 10)$$

применяется однотактный диодный детектор, а при

$$\frac{f_п}{П_{УПЧ\,нс}} < 5$$

— двухтактный. На выходе двухтактного детектора высокочастотное напряжение получается с удвоенной промежуточной частотой, что облегчает ее фильтрацию при тех

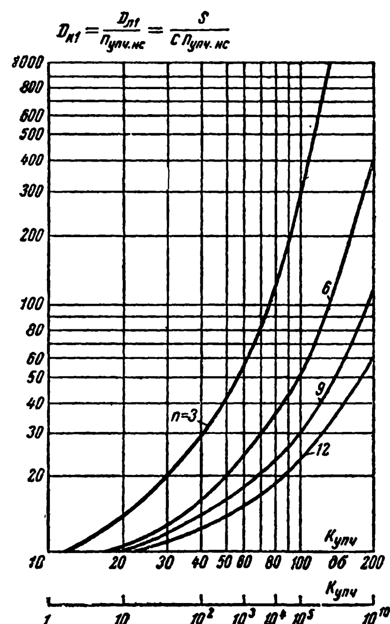



Рис. 13-100. Зависимость коэффициента усиления усилителя с одиночными контурами, настроенными на три частоты, при критической расстройке от добротности каскада и числа каскадов.

же искажениях видеосигнала. В эскизном расчете выбирается тип диода и принимается коэффициент передачи детектора $K_д=0{,}5$. Выходное напряжение детектора равно $U_{вых.д}=0{,}5\,U_{вх.д}$.

**Пример 27.** Произвести эскизный расчет радиолокационного приемника по следую-

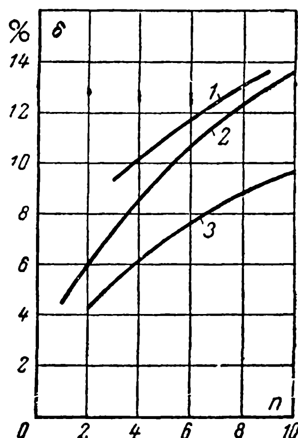



Рис. 13-101. Зависимость выброса от числа каскадов различных схем усилителей при критической расстройке.

*1* — усилитель с одиночными контурами, настроенными на три частоты; расстройка критическая; *2* — усилитель с двухконтурными полосовыми фильтрами; связь критическая; *3* — усилитель с одиночными попарно расстроенными контурами, расстройка критическая.

щим данным: $f_с=10\,000$ *Мгц*; $\Delta f_{нс}=0{,}5$ *Мгц*; $t_у=0{,}2$ *мксек*; $\delta\leqslant 8\%$; чувствительность — максимальная при $\gamma_ш=1$; транзистор П411; $r_б=50$ *ом*; $r_э=50$ *ом*; $r_{б.э}=400$ *ом*; $C_{б.э}=36$ *пф*; $S_0=135$ *ма/в*; $\alpha=0{,}99$; $I_{ко}=5$ *мка*; $I_{ск}=5$ *ма*.

Результаты расчета. Применяем схему приемника без УРЧ и двухтактный полупроводниковый преобразователь; $t_г=0$; $t_п=2$; $K_{р\,нс}=0{,}2$. Определяем: $t_{у\,УПЧ}=0{,}18$ *мксек*; $t_{у.д}=0{,}054$ *мксек*; $t_{УВЧ}=0{,}072$ *мксек*; $\Pi_{УПЧ}=4{,}16$ *Мгц*; $\Pi_{УПЧ\,нс}\approx 4{,}7$ *Мгц*; $\Pi_ш=5{,}2$ *Мгц*; $f_п=30$ *Мгц*; $R_{г.опт}=230$ *ом* $(N_{УПЧ})_{мин}\approx 1{,}6$; $K_{р\,н.р}=0{,}8$; $K_{р\,н.ф}=0{,}8$; $N_{мин}\approx 20$; $P_{с.пор}\approx 4\cdot 10^{-13}$ *вт*; $\omega_п\tau=0{,}34$; $g_{вх}=4{,}3\cdot 10^{-3}$ *сим*; $U_{вых.УПЧ}=3{,}5$ *мкв*; $K_{зап}=2$; $U_{вх.д}=1$ $K_{УПЧ}=570\,000$.

Выбираем схему УПЧ по $\Pi_{УПЧнс}$ из табл. 13-8 одиночными попарно расстроенными контурами. Из графика на рис. 13-101 по $\delta$ находим допустимое число каскадов УПЧ $n\leqslant 6$, $K_д=0{,}5$; $U_{вых.д}=0{,}5$.

## ЛИТЕРАТУРА


1. Алексеев С. К., Щуцкой К. А., Устойчивость формы частотной характеристики лампового усилителя с двухконтурными фильтрами. «Электросвязь», 1964, № 2.
2. Белоусов А. П., Расчет коэффициента шума радиоприемников, Оборонгиз, 1959.
3. Белоусов А. П., Расчет трансформаторной и автотрансформаторной входных цепей на максимум чувствительности и усиления в ультракоротковолновом диапазоне. Труды Московского ордена Ленина Авиационного института им. Серго Орджоникидзе, 29, Оборонгиз, 1953.
4. Сборник статей под ред. А. П. Белоусова, Некоторые вопросы теории и расчета элементов радиоприемных устройств, Оборонгиз, 1956.
5. Блекуэлл А., Коцебу К., Параметрические усилители на полупроводниковых диодах, пер. с англ., изд-во «Мир», 1964.
6. Волин М. Л., Усилители промежуточной частоты, изд-во «Советское радио», 1956.
7. Волин М. Л., Паразитные связи и наводки, изд-во «Советское радио», 1960.
8. Волков В. М., Логарифмические усилители. Изд-во технической литературы, УССР, 1962.
9. Воробьева Е. Ф., Устойчивость резонансных усилителей по схеме ЗЭ и ЗБ, «Радиотехника», 1959, № 61.
10. Гуткин Л. С., Преобразование сверхвысоких частот и детектирование, Госэнергоиздат, 1953.
11. Гуткин Л. С., Лебедев В. Л., Сифоров В. М., Радиоприемные устройства, изд-во «Советское радио», часть I, 1961, часть II, 1963.
12. Герасимов С. М., Мигулин И. Н., Яковлев В. Н., *Расчет полупроводниковых* усилителей и генераторов, Изд-во технической литературы, УССР, 1961.
13. Радиотехнические схемы на транзисторах и туннельных диодах, под ред. Р. А. Валитова, Изд-во «Связь», 1966.
14. Горелик Г. С., Резонансные явления в линейных системах с периодически меняющимися параметрами. ЖТФ, 1934, т. 4, № 10.
15. Гершензон Е. М., Эткин В. С. и др., Основы теории, расчета и вопросы методики экспериментального исследования одноконтурных параметрических усилителей СВЧ на полупроводниковых диодах. «Радиоэлектронная промышленность», 1959, № 17.
16. Дивильковский М., Рытков С., К вопросу о самовозбуждении и резонансе в системе с периодически меняющейся самоиндукцией, ЖТФ, 1936, т. 6, № 3, стр. 474.
17. Изюмов Н. М., Радиоприем, Воениздат, 1954.
18. Капланов М. Р., Левин В. А., Автоматическая подстройка частоты, Госэнергоиздат, 1962.
19. Колосов А. А., Резонансные системы и резонансные усилители, Связьиздат, 1949.
20. Куликовский А. А., Болошин И. А., Потрясой В. Ф., Основы учебного проектирования радиоприемников, Госэнергоиздат, 1956.
21. Куликовский А. А., Линейные каскады радиоприемников, Госэнергоиздат, 1958.
22. Куликовский А. А., Сравнение теории ламповых и полупроводниковых усилителей и возможность их обобщения, «Радиотехника», 3, 1955, № 11.
23. Справочник радиолюбителя, под общей ред. А. А. Куликовского, Госэнергоиздат, 1958.
24. Куликовский А. А., Определение устойчивости схем с полупроводниковыми триодами и лампами по вещественной составляющей полюсного иммитанса, «Электросвязь», 1959, № 12.
25. Крюков Ю. Г., Симонов Ю. Л., Анализ каскадного резонансного усилителя на транзисторах, «Радиотехника», 1961, № 3.
26. Кобзев В. В., Шишмаков В. Н., Каскады радиоприемников на транзисторах, Госэнергоиздат, 1960.
27. Лебедев В. Л., Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1963.
28. Мандельштам Л. И., Папалекси Н. Д., К вопросу о параметрической регенерации, Сборник трудов, т. 2, стр. 140.
29. Мовшович М. С., Шапиро Д. П., К вопросу применения нейтрализованных полупроводниковых триодов в каскадах УПЧ, «Электросвязь», 1960, № 9.
30. Микаэлян А. Л., Теория и применение ферритов на сверхвысоких частотах, Госэнергоиздат, 1963.

31. Перцов С. В., Параметрические усилители, Госэнергоиздат, 1962.
32. Сифоров В. И. Радиоприемные устройства, Воениздат, 1954.
33 Сифоров В. И., Радиоприемники сверхвысоких частот. Воениздат, 1957.
34. Сиверс А. П., Радиолокационные приемники, изд-во «Советкое радио», 1959.
35. Симонов Ю. Л., К расчету устойчивости одноконтурных резонансных усилителей, «Радиотехника», 1960, № 11.
36. Симонов Ю. Л., Нейтрализация резонансных усилителей на полупроводниковых триодах, «Электросвязь», 1959, № 6.
37. Симонов Ю. Л., К расчету нейтрализации резонансных усилителей, «Электросвязь», 1959, № 6.
38. Сергозанцев Б. В., Параметрические усилители СВЧ, изд-во «Советское радио», 1961.
39. Трохименко Я. К., Радиоприемные устройства на транзисторах, Изд-во «Техника», 1961.
40. Уэнохора, Шумы параметрического полупроводникового усилителя с переменной емкостью, «Зарубежная радиоэлектроника», 1960, № 8.
41. Черне Х. И., Расчет параллельной схемы нейтрализации в резонансных усилителях, «Электросвязь», 1959, № 2.
42. Чистяков Н. И., Сидоров В. М., Мельников В. С., Радиоприемные устройства, Связьиздат, 1958.
43. Чистяков Н. И., Транзисторные резонансные усилители, изд-во «Связь», 1964.
44. Шапиро Д. Н., Основы теории и расчета усилителей высокой частоты на транзисторах, Связьиздат, 1962.
45. Щуцкой К. А, Курсовое и дипломное проектирование радиоприемников, ВЗТС, 1953.
46. Щуцкой К. А., Проектирование радиоприемников АМ и ЧМ сигналов, Госэнергоиздат, 1958.
47. Щуцкой К. А., Проектирование импульсных приемников, изд. МЭИ, 1964.
48. Эгкин В. С., Гершензон Е. М., Параметрические усилители, изд-во «Советкое радио», 1964.
49. Энгельбрехт Р. С., Малошумящие усилитель бегущей волны с нелинейной реактивностью, Proc. IRE, 46, № 9, 1958.
50. Широкодиапазонный параметрический усилитель *C*-диапазона. Труды института радиоинженеров, 1961, № 12, стр. 2227.
51. Параметрические усилители *C*-диапазона с широкой полосой пропускания, Труды института радиоинженеров, 1961, № 11, стр. 1943.
52. Малошумящий параметрический усилитель на 11 *Ггц*, использующий охлаждаемые германиевые диоды с серебряной связкой, Труды института инженеров по электронике и радиотехнике, 1963, № 4, стр. 640.
53. 35,5 *Ггц* параметрический усилитель, Труды института радиоинженеров, 1962, № 12, стр. 2516.
54. Охлажденные до 77° К варакторы с шумовой температурой 100° К, Труды института инженеров по электронике и радиотехнике, 1963, № 5, стр. 873.
55. Stracca C. B., Параметрические усилители, Alta Frequenza, 1961, Marzo, vol. XXX, № 3, p. 244
56. Perfield P., Rafure R., Применение варакторов, The MIT Press, 1962.
57. Hyde F., Параметрические усилители с варакторными диодами, Proc. of the Inst. of Electrical Engineers, 1964, III, № 6, p. 1080.
58. Wesley G. Matthei, Достижение в СВЧ устройствах на твердом теле. Microwave, 1964, vol. 11, p. 41.
59. Linvill J G. and Schimpl G., The Design of Tetrode Transistor Amplifiers, Bell System Techn. J., 1956, № 4.
60. Stern A. P., Consideration on the Stability of Active Elements and Applications, IRE Conv. Record, pt 2, 1956.
61. Stern A. P., Stability and Power Gain of Tuned Transistor Amplifiers, PIRE, 1957, № 3.
62. Bloom S., Chang K., Теория параметрического усиления, использующего нелинейные реактивности, RCA Rev., 1957, 18, № 4, p. 578.
63. Uhlir A., Применение полупроводниковых диодов в технике СВЧ и связи, Proc. IRE, 1958, 46, № 6.
64. Хэфнер, Вейд, Усиление, полоса, коэффициент шума параметрических усилителей. «РиЭ за рубежом», 1959.
65. Адлер Р., Параметрическое усиление быстрой электронной волны, Proc. IRE, 1958, 46, № 6, стр. 1200.
66. Manley J., Rowe H., Некоторые общие свойства нелинейных элементов, Proc. IRE, 44, № 7, p. 904; Proc. IRE, 1958 46, № 5.
67. Параметрические усилители, Proc. IRE, Australia, 1962. 23, № 3, p. 158.
68. Палшков В. В., Радиоприемные устройства, изд-во «Связь», 1965.
69. Семенов К. А., Радиоприемные и усилительные устройства, изд-во «Советское радио», 1965
70. Воробьева Е. Ф., Транзисторные усилители низкой и высокой частоты, Всесоюзный заочный энергетический институт, 1966.
71. Белова Н А. и др., Туннельные диоды, изд-во «Наука», 1966.
72. Гвоздовер С. Р., Теория электронных приборов сверхвысоких частот, ГИТТЛ, 1956.
73. Горяинов С. А., Абезгоуз И. Р., Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением, изд-во «Энергия», 1966.
74. Коваленко В. Ф., Введение в электронику СВЧ, изд-во «Советское радио», 1955.
75. Васильев, Слободенюк и др., Регенеративные полупроводниковые параметрические усилители, изд-во «Советское радио», 1965.
76. Дж. Р. Пирс, Лампа с бегущей волной, пер. с англ., под ред. В. Т. Овчарова, изд-во «Советское радио», 1963.
77. Сретенский В. Н., Основы применения электронных приборов сверхвысоких частот, изд-во «Советское радио», 1963.
78. Сигмен А., Мазеры, изд-во «Мир», 1966.
79. Малошумящий приемник с охлаждаемым гелием параметрическим усилителем, ТИИРЭ, 1966, № 6.
80. Туннельные диоды и их применения в схемах переключения и в устройствах СВЧ диапазона, пер. с англ., под ред. А. А. Визеля, изд-во «Советское радио», 1965.
81. Трошапов Н. А., Радиоаппаратура на лампах бегущей волны, Судпромгиз, 1961.
82. Хошунцев Ю. Л., Параметрические усилители, изд-во «Знание», 1965.
83. Николаев А. Н., Перцов С. В., Радиотеплолокация, изд-во «Советское радио», 1964.
84. Смогилев К. А., Вознесенский И. В., Филиппов Л. А., Радиоприемники СВЧ, Воениздат, 1967.
85. Щуцкой К. А., Транзисторные усилители высокой частоты, изд-во «Энергия», 1967.



РАЗДЕЛ 14

# РАДИОВЕЩАТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОАКУСТИКА



СОДЕРЖАНИЕ



## 14-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Передача по радио различных информационных сообщений, докладов, художественных произведений, театральных постановок, музыкальных программ — концертов, опер называется радиовещанием.

Радиовещание в настоящее время располагает значительными техническими средствами: специализированными передающими и приемными устройствами с амплитудной модуляцией (АМ) и частотной модуляцией (ЧМ), помещениями для радиопередач — радиостудиями, широкополосными каналами связи и высококачественной электроакустической аппаратурой (микрофоны, громкоговорители, звукосниматели и т. п.).

Радиовещательная техника широко использует также различные виды записи и воспроизведения звука (см. разд. 16), позволяющие значительно расширить ее возможности.

Дальнейшее совершенствование радиовещания привело к использованию стереофонии (пространственного звучания); это потребовало улучшения низкочастотного и акустического трактов приемных устройств.

Часть материала, имеющего отношение к радиовещательной технике, уже изложена в отдельных разделах (распространение радиоволн — разд. 6, антенно-фидерные устройства — разд. 7, радиопередающие устройства — разд. 12, приемные устройства — разд. 13), поэтому ниже будут рассмотрены некоторые вопросы электроакустики и схемные особенности основных элементов радиовещательных АМ и ЧМ приемников.

### Определения, акустические единицы измерения

Звуком называют механические колебания частиц упругой среды (воздух, вода, металл и т. п.), субъективно воспринимаемые органом слуха. Звуковые ощущения вызываются колебаниями среды, происходящими в диапазоне частот от 16 до 20 000 *гц*. Звуки с частотами, лежащими ниже этого диапазона, называются инфразвуком, а выше — ультразвуком.

Звуковое давление — переменное давление в среде, обусловленное распрост-

ранением в ней звуковых волн. Величина звукового давления $p$ оценивается силой действия звуковой волны на единицу площади и выражается в ньютонах на квадратный метр (1 *н/м²*=10 *бар*).

Уровень звукового давления — отношение величины звукового давления $p$ к нулевому уровню, за который принято звуковое давление $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$ *н/м²*:

$$N = 20 \lg \frac{p}{p_0}.$$

Скорость звука зависит от физических свойств среды, в которой распространяются механические колебания. Так, скорость звука в воздухе равна 344 *м/сек* при $t = 20°$ С, в воде 1 484 *м/сек* (при $t = 21{,}5°$ С), в дереве 3 320 *м/сек* и в стали 5 000 *м/сек*.

Сила звука (или интенсивность) — количество звуковой энергии, проходящей за единицу времени через единицу площади; измеряется в ваттах на квадратный метр (*вт/м²*).

Следует отметить, что звуковое давление и сила звука связаны между собой квадратичной зависимостью, т. е. при увеличении звукового давления в 2 раза сила звука возрастает в 4 раза.

Уровень силы звука — отношение силы данного звука $I$ к нулевому (стандартному) уровню, за который принята сила звука $I_0 = 10^{-12}$ *вт/м²*, выраженное в децибелах:

$$N = 10 \lg \frac{I}{I_0}.$$

Уровни звукового давления и силы звука, выраженные в децибелах, совпадают по величине.

Порог слышимости — наиболее тихий звук, который еще способен слышать человек на частоте 1 000 *гц*, что соответствует звуковому давлению $2 \cdot 10^{-5}$ *н/м²*.

Громкость звука — интенсивность звукового ощущения, вызванная данным звуком у человека с нормальным слухом. Громкость зависит от силы звука и его частоты, изменяется пропорционально логарифму силы звука и выражается количеством децибел, на которое данный звук превышает по интенсивности звук, принятый за порог слышимости. Единица измерения громкости — фон.

Порог болевого ощущения — звуковое давление или сила звука, воспринимаемые как болевое ощущение. Порог болевого ощущения мало зависит от частоты и наступает при звуковом давлении порядка 50 *н/м²*.

Динамический диапазон — диапазон громкостей звука, или разность уровней звукового давления самого громкого и самого тихого звуков, выраженная в децибелах.

Дифракция — отклонение от прямолинейного распространения звуковых волн.

Рефракция — изменение направления распространения звуковых волн, вызванное различиями в скорости на разных участках пути.

Интерференция — сложение волн одинаковой длины, приходящих в данную точку пространства по нескольким различным путям, вследствие чего амплитуда результирующей волны в разных точках оказывается различной, причем максимумы и минимумы этой амплитуды чередуются между собой.

Биения — интерференция двух звуковых колебаний, мало отличающихся по частоте. Амплитуда возникающих при этом колебаний периодически увеличивается или уменьшается во времени с частотой, равной разности интерферирующих колебаний.

Реверберация — остаточное «послезвучание» в закрытых помещениях. Образуется вследствие многократного отражения от поверхностей и одновременного поглощения звуковых волн. Реверберация характеризуется промежутком времени (в секундах), в течение которого сила звука уменьшается на 60 *дб*.

Тон — синусоидальное звуковое колебание. Высота тона определяется частотой звуковых колебаний и растет с увеличением частоты.

Основной тон — наиболее низкий тон, создаваемый источником звука.

Обертоны — все тоны, кроме основного, создаваемые источником звука. Если частоты обертонов в целое число раз больше частоты основного тона, то их называют гармоническими обертонами (гармониками).

Тембр — «окраска» звука, которая определяется количеством, частотой и интенсивностью обертонов.

Комбинационные тоны — дополнительные тоны, возникающие вследствие нелинейности амплитудной характеристики усилителей и источников звука. Комбинационные тоны появляются при воздействии на систему двух или большего числа колебаний с различными частотами. Частота комбинационных тонов равна сумме и разности частот основных тонов и их гармоник.

Интервал — отношение частот двух сравниваемых звуков. Наименьший различимый интервал между двумя соседними по частоте музыкальными звуками (каждый музыкальный звук имеет строго определенную частоту) называется полутоном, а интервал частот с отношением 2 : 1 — октавой (музыкальная октава состоит из 12 полутонов); интервал с отношением 10 : 1 называют декадой.

## Особенности слуха

Чтобы добиться от радиовещательной и звуковоспроизводящей аппаратуры наибольшего эффекта, а также определить требования к озвучиваемым помещениям, необходимо учитывать особенности человеческого слуха.

Большинство слуховых восприятий субъективно. Так, люди обладают способностью воспринимать звуковые колебания в очень широких диапазонах частоты и интенсивности. Однако степень точности, с которой каждый человек может определить высоту звука (частоту звуковых колебаний) на слух, зависит от остроты, музыкальности и тренированности слуха. Однако высота звука в какой-то степени зависит от его интенсивности (при больших уровнях звука): звуки большей интенсивности кажутся на слух ниже, чем слабые. Помимо этого, чувствительность человеческого уха к различным по частоте звуковым колебаниям неодинакова. Наибольшая его чувствительность лежит в диапазоне частот от 1 000 до 3 000 *гц*.

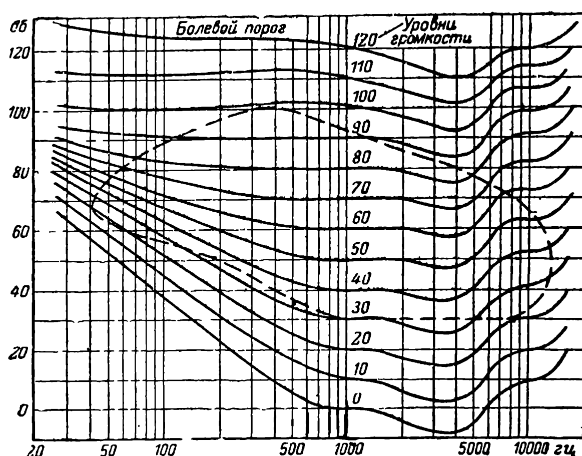



Рис. 14-1. Кривые равной громкости.

Другое слуховое восприятие — громкость — является субъективной оценкой силы звука. Но громкость зависит не только от интенсивности звука (звукового давления), но еще и от частоты. Субъективное восприятие громкости в зависимости от силы звука подчиняется основному психофизиологическому закону, который устанавливает, что громкость звука растет не пропорционально интенсивности звука, а пропорционально логарифму интенсивности звука. В связи с этим интенсивность звука целесообразно выражать в логарифмических единицах — децибелах.

Следует также отметить, что из-за неодинаковой чувствительности уха к различным частотам два звука одинаковой интенсивности, но разной частоты слышатся с разной громкостью. Зависимость слухового восприятия громкости на различных частотах определяется по кривым равной громкости (рис. 14-1).

Для компенсации искаженного восприятия звуков низких частот при малой громкости в радиовещательной аппаратуре применяется регулятор громкости с так называемой тон-компенсацией, когда при уменьшении громкости воспроизведения на низких звуковых частотах создается подъем усиления в 10—12 *дб* по отношению к частоте 1 000 *гц* (см. стр. 179).

Еще одна важная особенность человеческого слуха — зависимость разборчивости речи (артикуляция) от полосы пропускания звуковых частот звуковоспроизводящей установкой. Многочисленные эксперименты показали, что вполне удовлетворительная разборчивость при воспроизведении речевых передач получается в том случае, когда полоса пропускания звуковоспроизводящей установки ограничена частотами приблизительно от 500 до 4 000 *гц*.

Наконец очень важная особенность нормального человеческого слуха заключается в способности определять направление на источник звука. Это свойство слуха получило название бинаурального (двуушного) эффекта. Причина этого эффекта состоит в том, что звук доходит до одного уха, обращенного в данный момент к источнику звука, более коротким путем, чем до другого уха. Вследствие этого звуковая волна на одно и другое ухо воздействует с различной фазой и амплитудой. Амплитудные различия заметнее на верхних звуковых частотах (выше 3 000—5 000 *гц*), когда длина звуковой волны становится соизмеримой с размерами головы. Фазовые различия становятся существенными на нижних звуковых частотах (ниже 1 500—2 000 *гц*).

Бинауральный эффект позволяет воспринимать пространственное размещение источников звука, воспроизводимое стереофоническими звуковоспроизводящими устройствами радиовещательной и киноаппаратуры.

### Некоторые характеристики звуков

Сочетание различных по частоте и интенсивности звуков, непрерывно изменяющихся в процессе звучания, составляет звуковую картину (речь или музыку). Каждый музыкальный или речевой звук может быть разложен на основной тон и обертоны, которые придают звуку определенную окраску — тембр. Тембр звука определяется количеством обертонов, их частотами и амплитудами, а также характером нарастания амплитуд в начале звучания и их спада в конце звучания.

Диапазон основных частот музыкальных инструментов лежит в пределах от 30 до 400 *гц*. Частоты обертонов различных музыкальных инструментов простираются до 7 000—16 000 *гц*. Следовательно, чтобы сохранить специфическую тембровую окраску и естественность звучания, звуковоспроизводящая установка должна пропускать полосу звуковых частот от 30 до 16 000 *гц*.

Диапазон основных звуковых частот речи более узок и лежит в пределах от 70

до 1 500 *гц*. Однако с учетом обертонов речевой диапазон звучания расширяется до 5 000—8 000 *гц*.

Кроме частотных свойств, каждое музыкальное произведение характеризуется еще и динамическим диапазоном, т. е. отношением максимальной интенсивности звучания к минимальной. Наименьшим динамическим диапазоном обладает речь диктора (25—35 *дб*), а наибольшим — симфонический оркестр (65—75 *дб*). Помимо этого, динамический диапазон музыкального произведения зависит от его характера и состава музыкальных инструментов.

## 14-2. ЭЛЕКТРОАКУСТИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ

### Микрофоны

**Определения, характеристики.** Микрофоном называется прибор, преобразующий акустические (звуковые) колебания в колебания электрического тока.

По принципу механоэлектрического преобразования микрофоны подразделяются на следующие типы: угольные индукционные (динамические или катушечные и ленточные), электростатические (конденсаторные), пьезоэлектрические, электромагнитные, угольные и ларингофоны.

Работа каждого из этих типов микрофонов характеризуется рядом параметров, без знания которых нельзя правильно выбрать необходимый для данной конкретной задачи прибор. Основными параметрами микрофона являются: осевая чувствительность, частотная характеристика, а также сопротивление номинальной нагрузки.

Чувствительность есть отношение величины напряжения, развиваемого микрофоном на сопротивлении, равном номинальному сопротивлению нагрузки, к величине звукового давления, воздействующего на мембрану микрофона. Чувствительность измеряется в милливольтах на ньютон на квадратный метр [*мв*/(*н*/*м*$^2$)].

Наибольшая чувствительность микрофона, измеренная при падении синусоидальной звуковой волны по направлению его акустической (рабочей) оси, называется осевой чувствительностью. Обычно микрофон имеет симметричную конструкцию. Тогда ось симметрии микрофона совпадает с его акустической осью.

Чувствительность микрофона с выходным трансформатором определяется как отношение напряжения на нагруженной вторичной обмотке трансформатора к величине звукового давления.

Частотная характеристика показывает зависимость чувствительности микрофона от частоты звуковой волны, воздействующей на его мембрану. Обычно частотную характеристику микрофона изображают графически в определенной (номинальной) полосе звуковых частот. При этом за неравномерность частотной характеристики принимают отношение максимального значения чувствительности к минимальному значению, выраженное в децибелах.

Иногда в паспортных данных на микрофон указывают среднюю чувствительность, вычисленную как среднее арифметическое из значений осевой чувствительности на определенных частотах в пределах номинальной (рабочей) полосы.

Сопротивление номинальной нагрузки — это то сопротивление, на которое должен быть нагружен микрофон и при котором рассчитываются все его параметры. Для максимальной отдачи (по мощности) номинальное сопротивление нагрузки должно быть равно полному внутреннему сопротивлению микрофона.

Кроме этих параметров, немаловажное значение имеют еще полное внутреннее сопротивление микрофона, его характеристика направленности и уровень собственных шумов. Что касается нелинейных искажений, то они обычно бывают небольшими, если, конечно, звуковое давление не превышает обычно существующих нормальных величин.

Полное внутреннее сопротивление микрофона равно отношению напряжения на его внешних зажимах без нагрузки к силе тока, который протекает через микрофон при короткозамкнутых зажимах. Микрофон с малым внутренним сопротивлением работает как источник напряжения, а микрофон с высоким внутренним сопротивлением — как источник тока.

Характеристика направленности показывает зависимость чувствительности микрофона на данной частоте от угла между его акустической осью и направлением на источник звука. Характеристику направленности либо изображают графически (в полярных координатах), либо указывают отношение фронтальной чувствительности к тыловой (отношение фронт/тыл), выраженное в децибелах.

Характеристика направленности микрофона зависит от устройства его звукоприемной части. В зависимости от этого различают микрофоны давления и микрофоны градиента давления (или скорости). К первым относятся микрофоны, подвижная система которых (мембрана) открыта для звуковых волн только с одной стороны. Они не обладают ярко выраженной направленностью, т. е. их характеристика направленности имеет вид, приближающийся к окружности. Правда, когда размеры микрофона становятся соизмеримыми с длиной звуковой волны, характеристика направленности из-за дифракции звуковых волн несколько вытягивается. Микрофоны градиента давления реагируют на разность звуковых давлений, возникающих по обе стороны подвижной системы. Характеристика направленности таких микрофонов имеет вид восьмерки (косинусоиды). Комбинированием различных систем микрофонов

можно получить микрофоны с разнообразными характеристиками направленности, например с характеристиками направленности в виде кардиоиды, суперкардиоиды или гиперкардиоиды.

Уровень собственных шумов оценивается выраженным в децибелах отношением шумового напряжения (действующее значение) на зажимах микрофона к напряжению (действующее значение), развиваемому микрофоном под воздействием звукового давления 0,1 *н/м*$^2$.

Шумовое напряжение возникает из-за тепловых шумов резисторов в электрических цепях микрофона, а также вызывается незначительными изменениями (флуктуацией) давления воздуха вокруг микрофона. Большинство микрофонов имеет уровень собственных шумов, не более —50 *дб*.

**Индукционные микрофоны** основаны на использовании индукции электрического тока в проводнике, движущемся в магнитном поле. В зависимости от того, служит ли этот проводник мембраной или к мембране прикреплена катушка из тонкого провода, микрофоны разделяются на ленточные и с подвижной катушкой — динамические.

В ленточном микрофоне очень тонкая гофрированная лента (мембрана) из алюминиевой фольги толщиной ≈0,002 *мм* свободно висит между полюсами сильного магнита. Для удобства пользования конструкция защищена металлической сеткой или перфорированным кожухом, оклеенными внутри легкой тканью. Из-за малого электрического сопротивления ленты между ней и выходными зажимами микрофона включают согласующий трансформатор.

Ленточный микрофон может быть выполнен в двух вариантах: с лентой, открытой с двух сторон (микрофон градиента давления), и с лентой, открытой с одной стороны (микрофон давления). Первый вариант наиболее типичен для ленточных микрофонов.

Ленточные микрофоны имеют довольно широкополосную частотную характеристику (от 40—70 до 10 000—15 000 *гц* при неравномерности частотной характеристики не более 8—10 *дб*) и среднюю чувствительность порядка 0,06—0,1 *мв*/(*н/м*$^2$). Однако размеры их довольно велики, а форма не всегда удобна.

В динамическом микрофоне к сферической мембране колеблющейся под действием звуковых волн, жестко прикреплена катушка из очень тонкого провода (диаметром 0,02—0,05 *мм*), помещенная внутри кольцевого сильного магнита.

Большинство динамических микрофонов имеет круговую характеристику направленности. Однако при специальной механико-акустической системе динамический микрофон может иметь однонаправленную (кардиоидную) характеристику.

Частотная характеристика динамических микрофонов обычно лежит в пределах от 50—70 до 10 000—15 000 *гц* при неравномерности 8—12 *дб*. Средняя чувствительность колеблется от 0,6 до 1,2 *мв*/(*н/м*$^2$). Равномерность частотной характеристики достигается тщательной разработкой всех элементов конструкции.

Динамические микрофоны при удовлетворительных электроакустических параметрах имеют небольшие размеры и малый вес.

В комбинированном микрофоне объединены в единую конструкцию ленточный и динамический микрофоны. Путем электрической коммутации работы составных элементов можно получать круговую, восьмерочную или кардиоидную характеристики направленности системы. Такие микрофоны находят широкое применение в радиовещании.

**Электростатический микрофон** представляет собой плоский воздушный конденсатор, одна из обкладок которого подвижна (мембрана), а другая неподвижна (корпус). Под действием звуковых волн мембрана приходит в колебательное движение, что вызывает периодические изменения емкости конденсатора системы. Последовательно с капсюлем микрофона включают источник постоянного (поляризующего) тока и нагрузочное сопротивление. Тогда периодические изменения емкости капсюля вызывают изменения тока в цепи таким образом, что при увеличении емкости возникает ток заряда, а при уменьшении емкости — ток разряда. Следовательно, в цепи появится переменный ток, а на сопротивлении нагрузки — переменное напряжение, соответствующее воздействующему звуковому давлению.

Емкость капсюля электростатического микрофона обычно бывает порядка нескольких десятков пикофарад. Чтобы при такой емкости чувствительность микрофона не снижалась вплоть до самых низких звуковых частот, нагрузочное сопротивление должно быть порядка нескольких десятков мегом. В связи с этим исключается возможность непосредственного присоединения микрофона к усилителю даже очень коротким кабелем. Поэтому в корпусе микрофона устанавливают согласующий усилитель.

В зависимости от конструкции электростатический микрофон может иметь одну или две мембраны, расположенные на противоположных сторонах основания. В каждом из этих вариантов микрофон может иметь две характеристики направленности. Если при одной мембране переход от круговой характеристики направленности к кардиоидной может осуществляться при помощи специального акустического экрана, то при двух мембранах этого можно достичь изменением поляризующего напряжения.

Электростатические микрофоны обладают широкополосной частотной характеристикой (от 50 до 15 000 *гц* при неравномерности не более 10 *дб*) и малыми габаритами. Благодаря этому они наиболее часто используются при акустических измерениях.

**Пьезоэлектрические микрофоны**. В качестве элемента, преобразующего звуковые

колебания в электрические, использована биморфная ячейка из сегнетовой соли или дифосфата аммония, состоящая из двух тонких пластин кристалла, разделенных прокладкой. При изгибе одна из пластинок растягивается, а другая сжимается; при этом на обкладках пластинок возникают электрические заряды.

Пьезоэлектрические микрофоны обладают высокой чувствительностью [порядка 5—10 *мв*/(*н*/*м*$^2$) и даже выше], при очень большой неравномерности частотной характеристики (резкие подъемы на частотах от 1 000 до 5 000 *гц*). Кроме этого пьезоэлемент хрупок и его работа сильно зависит от изменения температуры и влажности. Поэтому пьезоэлектрические микрофоны не нашли широкого распространения.

**Электромагнитные микрофоны** построены на принципе изменения поля постоянного магнита, на полюсах которого имеются катушки. В рабочем зазоре магнитной системы такого микрофона помещен якорь из магнитомягкой или специальной стали, который либо сам является мембраной, либо жестко с ней соединен. При воздействии звуковых колебаний на мембрану якорь, колеблясь в магнитном поле, вызывает его изменение, и в катушках появляются электрические колебания, соответствующие звуковым.

Электромагнитные микрофоны имеют довольно узкую частотную характеристику при большой ее неравномерности. Чувствительность и внутреннее сопротивление такого микрофона зависят от числа витков в катушках и диаметра провода, которым они намотаны. Электромагнитные микрофоны находят применение в транзисторной аппаратуре низкого класса (мегафоны, слуховые аппараты и т. п.), а также в шлемофонах (для связи, ДЭМШ).

**Ларингофоны** являются разновидностью микрофонов, но в отличие от них имеют открытую с обеих сторон мембрану и поэтому являются микрофоном градиента давления. При надлежащем расположении (например ребром к углу рта говорящего) воздействие внешних шумов на речь резко уменьшается. Применяется для связи в условиях сильного шума и для специальных случаев.

**Угольные микрофоны** преобразуют звуковые колебания в колебания электрического тока, посредством изменения сопротивления угольного порошка в капсюле. В радиовещании и звукозаписи эти микрофоны теперь не применяются.

### Громкоговорители

**Определения, характеристики.** Громкоговорителем называется устройство, преобразующее электрические колебания звуковой частоты в механические (звуковые) колебания.

Громкоговорители различают:

по устройству (электродинамические, электромагнитные, пьезоэлектрические, электростатические и др.);

по электроакустическим параметрам (широкополосные, узкополосные, верхнечастотные, нижнечастотные, низкоомные, высокоомные и т. п.);

по конструкции (однодиффузорные, двухдиффузорные, коаксиальные, круглые, эллиптические, с открытой или экранированной магнитной цепью и др.);

по эксплуатационным признакам (нормальные, влагостойкие, тропикоустойчивые и др.).

Условное обозначение громкоговорителей составляется из цифр и букв (ГОСТ 9010-59). Первые цифры указывают номинальную мощность громкоговорителя в вольт-амперах, первая буква Г — громкоговоритель, вторая буква — тип (например Д — динамический), последующие цифры — номер разработки или модели и буква после них — эксплуатационные признаки (например, Т — тропикоустойчивые). Так, например, обозначение диффузорного громкоговорителя 1ГД-28 расшифровывается: громкоговоритель динамический, 1 *ва*, двадцать восьмая модель.

В настоящее время в радиовещательной аппаратуре почти исключительно применяют диффузорные электродинамические громкоговорители прямого излучения, обладающие небольшими габаритами, простой конструкцией и хорошими электроакустическими параметрами.

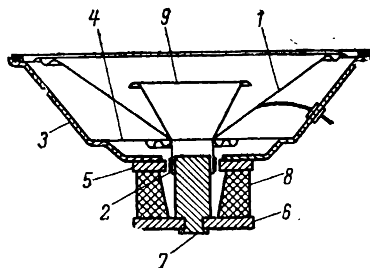



Рис. 14-2. Устройство электродинамического диффузорного громкоговорителя.

*1* — основной диффузор; *2* — звуковая катушка; *3* — диффузородержатель; *4* — центрирующая шайба; *5* — верхний фланец; *6* — нижний фланец; *7* — керн; *8* — магнит; *9* — дополнительный верхнечастотный диффузор.

Современный электродинамический громкоговоритель (рис. 14-2) состоит из основного диффузора *1* и жестко соединенного с ним каркаса со звуковой катушкой *2*. Диффузор имеет коническую или эллиптическую форму и заканчивается гофрированным подвесом предназначенным для облегчения аксиального перемещения диффузора и затрудняющим его радиальные перемещения. С помощью воротника гофрированного подвеса диффузор прикрепляется к ободу диффузородержателя *3*. Для удержания звуковой катушки точно в центре воздуш-

ного зазора магнитной цепи к ее каркасу или к шейке диффузора прикрепляют центрирующую шайбу *4*, воротник которой также прикрепляется к диффузородержателю.

Магнитная цепь электродинамического громкоговорителя состоит из верхнего фланца *5*, нижнего фланца *6* с закрепленным в нем керном *7* и постоянного магнита *8*, помещенного между фланцами. Свободный конец керна должен быть в центре отверстия верхнего фланца, образуя кольцевой рабочий воздушный зазор магнитной цепи, в который помещена обмотка звуковой катушки.

Электродинамический громкоговоритель характеризуют следующие основные параметры: полное электрическое сопротивление звуковой катушки, частотная характеристика по звуковому давлению, характеристика направленности излучения, среднее стандартное звуковое давление, номинальная мощность и коэффициент нелинейных искажений.

П о л н о е  э л е к т р и ч е с к о е  с о п р о т и в л е н и е  з в у к о в о й  к а т у ш к и громкоговорителя есть сопротивление переменному току. В паспортных данных оно указывается для частоты 1 000 *гц*.

Полное электрическое сопротивление звуковой катушки громкоговорителя для частот 5—10 *гц* равно сопротивлению постоянному току. С увеличением частоты оно возрастает и на частоте механического резонанса подвижной системы достигает своего максимума. В области средних звуковых частот полное электрическое сопротивление падает, и на частоте электромеханического резонанса громкоговорителя опять становится равным омическому сопротивлению звуковой катушки. По мере дальнейшего увеличения частоты благодаря влиянию индуктивности обмотки звуковой катушки полное электрическое сопротивление громкоговорителя увеличивается.

Ч а с т о т н а я  х а р а к т е р и с т и к а  г р о м к о г о в о р и т е л я  п о  з в у к о в о м у  д а в л е н и ю представляет собой зависимость звукового давления, развиваемого громкоговорителем (в точке, находящейся на фиксированном расстоянии по оси громкоговорителя), от частоты подводимого к нему напряжения.

Для удобства сравнения между собой различных типов громкоговорителей и для единства измерений частотную характеристику по звуковому давлению снимают при напряжении на звуковой катушке, соответствующем мощности 0,1 *ва* на частоте 1 000 *гц* и на расстоянии 1 *м* от громкоговорителя.

Неравномерность частотной характеристики — это отношение максимального звукового давления к минимальному, выраженное в децибелах. Для большинства электродинамических громкоговорителей, применяемых в радиовещательных и телевизионных приемниках, неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению допускается не более 15 *дб*, и только для малогабаритных громкоговорителей для переносных аппаратов она может достигать 18 *дб*. Частотная характеристика громкоговорителя по звуковому давлению (в пределах указанной неравномерности) определяет спектр (полосу) пропускания частот данного громкоговорителя.

Х а р а к т е р и с т и к а  н а п р а в л е н н о с т и  и з л у ч е н и я  г р о м к о г о в о р и т е л я показывает зависимость звукового давления, снятую на определенном расстоянии от него, но под разными углами к его рабочей оси. Характеристика направленности излучения изображается графически в полярных координатах.

Характеристика направленности излучения громкоговорителя зависит от частоты и с повышением частоты становится острее. Кроме того, характеристика направленности излучения зависит от угла раствора диффузора и будет тем шире, чем больший угол раствора имеет диффузор. Вследствие этого характеристика направленности излучения эллиптического громкоговорителя зависит от расположения последнего и в плоскости большей оси она будет у́же, чем в плоскости меньшей оси.

На характеристику направленности излучения также влияют размеры, форма и конструкция футляра громкоговорителя, а также его расположение в нем.

С р е д н е е  с т а н д а р т н о е  з в у к о в о е  д а в л е н и е  г р о м к о г о в о р и т е л я определяется как среднеарифметическое звуковое давление для ряда частот в номинальном диапазоне, оговоренном для данного типа громкоговорителя. Звуковое давление измеряется в ньютонах на квадратный метр (1 $н/м^2$=10 *бар*) и при условиях, оговоренных для измерения частотных характеристик громкоговорителя.

Н о м и н а л ь н а я  м о щ н о с т ь  г р о м к о г о в о р и т е л я — это подводимая к нему наибольшая электрическая мощность, при которой нелинейные искажения не превышают допустимой для данного типа громкоговорителя величины. Номинальная мощность выражается в вольт-амперах (*ва*).

Номинальной мощности громкоговорителя $P$ соответствует его номинальное звуковое давление $p_н$, которое связано со средним стандартным звуковым давлением $p_{ст}$ соотношением

$$p_н = p_{ст}\sqrt{10P}.$$

Н е л и н е й н ы е  и с к а ж е н и я  г р о м к о г о в о р и т е л я бывают гармоническими, субгармоническими и модуляционными.

Гармонические нелинейные искажения характеризуются появлением обертонов (как правило, на нижних звуковых частотах и вблизи резонансных частот подвиж-

ной системы или ее элементов). Одним из источников таких искажений является нелинейность гибкости подвесов подвижной системы, вызывающая при больших амплитудах появление третьей гармоники. Другой источник гармонических искажений — осевая неоднородность магнитного поля в рабочем зазоре магнитной цепи, из-за которой при больших амплитудах колебания диффузора появляется вторая гармоника основного сигнала.

Субгармонические нелинейные искажения возникают вследствие колебаний отдельных частей диффузора с вдвое меньшей частотой, чем частота подводимого напряжения, что равнозначно выделению второй гармоники основного сигнала.

Модуляционные искажения появляются вследствие подведения к громкоговорителю широкого спектра звуковых частот. Излучаемые при этом верхнечастотные акустические колебания модулируются нижнечастотными. Модуляционные искажения проявляются как хрип и неприятно жесткий на слух тембр звучания.

Исследования в области акустики показали, что величина допустимых нелинейных искажений громкоговорителя зависит от ширины полосы воспроизводимых им звуковых частот, и чем шире будет эта полоса, тем меньше должны быть нелинейные искажения. Помимо этого, установлено, что на нижних звуковых частотах допустимы бо̀льшие нелинейные искажения, чем на верхних звуковых частотах. Наконец, нелинейные искажения громкоговорителя, появляющиеся, как правило, в узком диапазоне частот, менее ощутимы, чем нелинейные искажения во всем диапазоне частот, возникающие в питающем громкоговоритель низкочастотном усилителе.

**Конструктивные особенности.** В настоящее время широкое распространение получили электродинамические громкоговорители с круглым или эллиптическим диффузором. Громкоговорители с круглым диффузором наиболее просты в изготовлении, но обладают более узкой по сравнению с эллиптическим громкоговорителем диаграммой направленности излучения и меньшей полосой воспроизводимых звуковых частот. Так, круглый громкоговоритель типа 1ГД-5 воспроизводит полосу звуковых частот от 100 до 7 000 *гц*, а эллиптический громкоговоритель типа 1ГД-28 — от 100 до 10 000 *гц*. Правда, диаграмма направленности излучения эллиптического громкоговорителя зависит от его расположения и будет наиболее широкой в плоскости малой оси. Кроме того, эллиптические громкоговорители более удобны. Применяя их в телевизионных приемниках, магнитофонах, электрофонах и других устройствах, можно уменьшить габариты аппаратов, не снижая качества их звучания.

Круглые громкоговорители повышенной мощности (выше 3 *ва*) нередко делают с диффузором, имеющим криволинейную образующую, которая представляет собой либо участок с экспоненциальной кривой, либо дугу окружности определенного радиуса. Применение такого диффузора значительно уменьшает субгармонические искажения на средних частотах звукового диапазона, возникающие вследствие прогиба диффузора. Помимо этого, диффузор с криволинейной образующей имеет более жесткую горловину, что способствует более эффективному воспроизведению верхних звуковых частот. Этими же достоинствами в известной степени обладают и эллиптические громкоговорители, так как их диффузоры также имеют изменяющийся радиус кривизны.

Современные модели громкоговорителей изготовляют и с двумя диффузорами. Дополнительный диффузор (см. рис. 14-2) делают с меньшим углом раствора, вследствие чего он обладает повышенной жесткостью. Такой двухдиффузорный громкоговоритель эффективно воспроизводит полосу звуковых частот до 15 000—20 000 *гц*. Благодаря второму диффузору общий вес подвижной системы громкоговорителя увеличивается, а полоса воспроизведения в области нижних звуковых частот расширяется. Основной недостаток двухдиффузорных громкоговорителей — малый к. п. д. из-за увеличения массы подвижной системы.

К широкополосным относятся и коаксиальные громкоговорители. Такой громкоговоритель состоит из двух или нескольких простых громкоговорителей, объединенных в общую конструкцию. Наиболее широкое распространение получили коаксиальные громкоговорители, состоящие из низкочастотного громкоговорителя с большим диаметром диффузора, внутри которого помещен небольшой верхнечастотный диффузорный громкоговоритель.

Коаксиальные громкоговорители имеют более равномерную частотную характеристику системы в широком диапазоне звуковых частот. Это объясняется применением двух или нескольких узкополосных громкоговорителей, в каждом из которых легче получить большую равномерность частотной характеристики, чем в одном широкополосном громкоговорителе. Коаксиальным громкоговорителям свойственна также более широкая диаграмма направленности излучения, так как верхнечастотный громкоговоритель имеет диффузор с малой площадью излучающей поверхности. При применении двух верхнечастотных громкоговорителей, оси которых расположены под углом друг к другу, характеристика направленности излучения может быть еще более равномерной.

Коаксиальные громкоговорители достаточно сложны и дороги. Поэтому они применяются в основном как измерительные громкоговорители или в высококачественных звуковоспроизводящих установках.

Для частотного разделения сигналов, подводимых к звуковым катушкам коаксиальных громкоговорителей, применяют различного рода фильтры. Схемы некоторых из них и их расчет приведены на стр. 170.

Магнитные цепи современных электродинамических громкоговорителей могут иметь кольцевой или керновый магнит. Наиболее прост, а поэтому и дешев кольцевой магнит из алюминиево-никелевого сплава типа ЮНД4 (АН-3) или прессованный из феррит-бария марки 2БА. В керновых магнитах для получения более компактной конструкции применяют сплавы с кобальтовой присадкой типа ЮНДКА24 (АНКО-4), ЮНДКА25А и др., обладающие более высокой удельной магнитной энергией.

Основной недостаток магнитных цепей с кольцевыми магнитами — наличие больших внешних магнитных полей рассеяния. Вследствие этого громкоговорители с такими магнитными цепями не могут быть использованы в телевизорах, магнитофонах и в радиовещательных приемниках с магнитными антеннами. Магнитные цепи с керновым магнитом, наоборот, благодаря экранирующему действию магнитопровода из магнитомягкого материала обладают малыми полями рассеяния. В последнее время появились громкоговорители с кольцевыми магнитами из феррит-бария, помещенными внутри диффузородержателя, которые также обладают малыми полями рассеяния.

**Оформление громкоговорителей.** Любой громкоговоритель, входящий в тот или иной аппарат, обычно нуждается во внешнем оформлении. Оно служит акустическим элементом, улучшающим параметры громкоговорителя, и защищает его от повреждений. Кроме того, внешнее оформление аппарата и громкоговорителя должно отвечать современным эстетическим требованиям, органически вписываясь в интерьер помещения, в котором должен работать данный аппарат.

Простейший вариант внешнего оформления громкоговорителя — плоский экран (рис. 14-3, *а*). Необходимость в экране вызвана тем, что колебания, излучаемые передней и задней сторонами диффузора имеют противоположные фазы и на нижних звуковых частотах могут взаимно уничтожаться. Это приводит к резкому ослаблению звукового давления, а иногда звуковое давление перед диффузором может оказаться даже равным нулю (такое явление носит название акустического короткого замыкания). Размер плоского квадратного экрана со стороной $l$ (в метрах), в центре которого помещают громкоговоритель, определяют по низшей частоте воспроизводимого звукового диапазона

$$l = \frac{f_н}{6}.$$

Если взять громкоговоритель с резонансной частотой подвижной системы, равной низшей воспроизводимой частоте звукового диапазона, то ослабление звукового давления будет меньшим. Следовательно, можно сократить и размеры экрана. Чтобы уменьшить провалы в частотной характеристике в области средних звуковых частот, громкоговоритель нужно сместить к одной из сторон экрана, т. е. расположить его несимметрично.

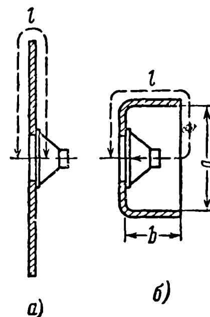



Рис. 14-3. Акустическое оформление громкоговорителя.

*а* — на экране; *б* — в футляре.

Однако практически плоский экран не применяется из-за того, что он неудобен и не может полностью предохранить громкоговоритель от повреждений. Поэтому громкоговоритель в радиовещательной аппаратуре помещают в футляр с открытой или имеющей отверстия задней стенкой. Такой футляр можно рассматривать как согнутый экран со сторонами $a$ и $b$ (рис. 14-3, *б*). Это хотя и не совсем строго, но позволяет принять для расчета экранирующую длину футляра

$$l = a + 2b.$$

Акустическую систему футляра можно рассматривать как резонатор Гельмгольца, частотная характеристика ее зависит от правильного выбора резонансных частот громкоговорителя и футляра. При большом разносе этих резонансных частот будет наблюдаться завал частотной характеристики в области нижних звуковых частот — небольшой подъем на резонансной частоте громкоговорителя и большой подъем на резонансной частоте футляра, который вызывает неприятное на слух «бубнение». Когда резонансные частоты громкоговорителя и футляра сближены, эффективность воспроизведения нижних звуковых частот повышается, а резонансные пики сглаживаются.

Опытным путем установлено, что наибольшая эффективность воспроизведения нижних звуковых частот будет в том случае, когда отношение резонансных частот футляра и громкоговорителя будет равно:

$$k = \frac{f_ф}{f_{гр}} = 1{,}5 \div 2.$$

При большей величине этого отношения ($k=2\div3$) ослабление на резонансной частоте громкоговорителя достигает 6—10 *дб*.

Требуемый объем футляра $V_ф$ ($м^3$) можно вычислить по формуле

$$V_ф = \frac{7{,}2 \cdot 10^3 l_ф}{k^2 f_н^2},$$

где $l_ф$ — длина футляра, *м* ($l_ф$ определяется из выражения $l_ф = \frac{47}{k f_н^2}$);

$f_н$ — нижняя граничная частота воспроизводимого диапазона частот; при расчете обычно принимают $f_н = f_{гр}$.

Зная объем и длину футляра, нетрудно определить и эквивалентную площадь $S_{вых}$($м^2$) выходного отверстия из выражения

$$S_{вых} = \frac{V_ф}{l_ф}.$$

По известной площади сечения выходного отверстия определяют размеры футляра и каждой из его сторон в отдельности, исходя из эстетических соображений и назначения аппарата.

Необходимые объемы ящика в зависимости от диапазона частот для различной аппаратуры бытового назначения приведены в табл. 14-1.

Таблица 14-1

**Объемы ящика в зависимости от номинального диапазона частот громкоговорителя**

| Объемы ящика, *см*³ | Номинальный диапазон частот, *гц* | |
|---|---|---|
| | Громкоговорители с простыми подвижными системами | Громкоговорители со сложными подвижными системами, а также сдвоенные и строенные |
| 5 000 | 250—5 000 | — |
| 15 000 | 120—7 000 | — |
| 50 000 | 100—7 000 | — |
| 85 000 | 80—7 000 | 80—10 000 |
| 120 000 | 70—7 000 | 70—12 000 |
| 500 000 | 50—8 000 | 50—15 000 |

## Акустические системы

Один или несколько громкоговорителей в совокупности с оформлением и акустическим объемом составляют **акустическую систему** звуковоспроизведения.

В зависимости от назначения аппаратуры и предъявляемых к ней требований акустическая система может состоять из одного или группы громкоговорителей, находиться в самом аппарате или быть вынесенной в отдельное устройство.

**Простая акустическая система** состоит из одного громкоговорителя, установленного в ящике малого размера, в котором обычно монтируют транзисторные и ламповые приемники четвертого класса, магнитофоны и телевизоры.

Размеры и форму отверстия в лицевой панели ящика (на которой обычно устанавливают громкоговоритель), а также облицовочных решеток подбирают так, чтобы они не вносили искажений в частотную характеристику громкоговорителя благодаря своим резонансным свойствам. Пики и провалы в частотной характеристике появляются, когда диффузор оказывается закрытым акустическим экраном. Если монтаж аппарата закрывает весь диффузородержатель, резонансная частота громкоговорителя повышается и одновременно нижняя граница эффективно воспроизводимой полосы звуковых частот передвигается в область более высоких частот, сужая диапазон звучания аппарата; а также увеличиваются нелинейные искажения.

Следует отметить, что в транзисторных переносных приемниках, предназначенных в основном для воспроизведения речевых передач, частотной характеристике по звуковому давлению придают специальную форму: она довольно круто поднимается от нижних до верхних эффективно воспроизводимых звуковых частот полосы пропускания, после чего резко спадает. Такая форма получается вследствие применения громкоговорителя с большой индукцией в зазоре магнитной цепи и диффузора с углом раствора 160—170°.

В стационарных радиовещательных приемниках, имеющих деревянный, пластмассовый или металлический футляр, одиночный громкоговоритель располагают на фронтальной панели, сдвинув в сторону от центра. В качестве защитного приспособления используют различные решетки или ткань. Для эффективного воспроизведения нижних звуковых частот применяют громкоговорители с диффузором диаметром 100—125 *мм*. Резонансную частоту громкоговорителя выбирают в пределах от 0,5 до 0,7 резонансной частоты объема футляра.

В телевизионных приемниках основную площадь фронтальной панели занимает экран кинескопа. Одиночный громкоговоритель, как правило, эллиптический, с высоким стандартным звуковым давлением и экранированной магнитной цепью, располагают под экраном или сбоку от него. Иногда применяют акустическую систему со звуковым каналом, где громкоговоритель располагают внутри телевизора и соединяют его диффузор с выходным отверстием на передней панели при помощи звукопровода, представляющего собой прямоугольную трубу с большим соотношением сторон, причем большая сторона звукопровода располагается в горизонтальной плоскости. Не следует без особой надобности располагать

громкоговоритель на боковой стенке футляра, так как это приводит к ухудшению качества воспроизведения.

В магнитофонах переносного типа используют обычно одиночный громкоговоритель, устанавливаемый на передней или боковой стенке футляра. В транзисторных моделях нередко применяют расположение громкоговорителя на лицевой панели или в дне футляра, предполагая, что магнитофон при работе находится в вертикальном положении. Здесь, как и в телевизорах, используют малогабаритные круглые громкоговорители с диффузором до 150 *мм* или эллиптические, но обязательно с высоким стандартным звуковым давлением и экранированной магнитной цепью.

В радиовещательных приемниках второго и третьего классов на фронтальной панели устанавливают широкополосные громкоговорители.

Улучшенная акустическая система состоит из двух или нескольких однотипных или различных громкоговорителей, размещенных в общем ящике. Такая акустическая система применяется в приемниках, магнитофонах, телевизорах третьего и второго классов.

Выбор типа громкоговорителей и их характеристик зависит от требуемой полосы частот. Хорошие результаты получаются, если однотипные громкоговорители имеют различные резонансные частоты с разницей от 30 до 50 *гц*. Расстояние между краями диффузородержателей громкоговорителей выбирают от 30 до 40 *мм*. Для уменьшения переходных искажений звуковые катушки громкоговорителей включают последовательно и синфазно. В такой акустической системе могут быть использованы громкоговорители с диффузором от 125 *мм* и выше. Благодаря использованию двух однотипных громкоговорителей с разнесенными резонансными частотами улучшается воспроизведение нижних звуковых частот и выравнивается характеристика по звуковому давлению в области средних звуковых частот. Одновременно характеристика направленности излучения во всем диапазоне эффективно воспроизводимых звуковых частот становится более равномерной, а также уменьшается вредный эффект резонанса объема футляра.

Хорошие частотные свойства акустической системы можно получить и с разнотипными громкоговорителями (круглыми и эллиптическими) с различными частотными свойствами. Такую акустическую систему применяют в ламповых стационарных приемниках, магнитофонах, радиограммофонах и телевизионных приемниках второго класса. Обычно нижнечастотный громкоговоритель с диффузором от 150 *мм* и криволинейной образующей располагают на боковой стенке футляра, а на фронтальной панели помещают эллиптический громкоговоритель с широкой полосой воспроизводимых звуковых частот.

Акустическая система объемного звучания, применяемая в радиовещательных приемниках высших классов, как правило, состоит минимум из трех, а чаще из четырех громкоговорителей. В этом случае на передней панели футляра устанавливают один эллиптический или два круглых широкополосных громкоговорителя, включенных синфазно и воспроизводящих весь спектр звуковых частот. На боковых стенках футляра располагают верхнечастотные громкоговорители, эффективно воспроизводящие только средние и верхние частоты звукового диапазона. При таком расположении громкоговорителей их диаграмма направленности излучения становится почти круговой во всем диапазоне эффективно воспроизводимых звуковых частот. Приемник с такой акустической системой, будучи установлен в жилой комнате с малым временем реверберации (0,4—0,6 *сек*), создает эффект расширения источника звука при воспроизведении музыкальных передач, сообщая звучанию большую естественность.

В акустических системах объемного звучания больший эффект достигается при питании звуковых катушек громкоговорителей от двухканального усилителя низкой частоты, где звуковые катушки фронтальных громкоговорителей соединяют последовательно и подключают непосредственно к выходному трансформатору, а звуковые катушки боковых громкоговорителей — либо к тому же выходному трансформатору через последовательно включенный конденсатор, либо к специальному верхнечастотному выходному трансформатору, первичная обмотка которого подключена к аноду (анодам) оконечной лампы через разделительный конденсатор. Мощности для фронтальных и боковых громкоговорителей выбирают с таким расчетом, чтобы диаграмма направленности излучения была круговой. При несоблюдении этого условия эффект объемности звучания пропадает. Схемы питания громкоговорителей при разделении полосы частот на два канала и варианты включения разделительных конденсаторов приведены на стр. 177.

В качестве фронтальных используют круглые широкополосные громкоговорители с диффузором 150—250 *мм*, а в качестве верхнечастотных боковых чаще всего используют эллиптические громкоговорители, устанавливая их вертикально по большой оси, для того чтобы характеристика направленности излучения в горизонтальной плоскости была шире. В настольных радиолах для уменьшения габаритов футляра целесообразно использовать эллиптические громкоговорители и в качестве фронтальных, располагая их горизонтально по большой оси.

В консольных радиолах высшего класса акустическая система объемного звучания может иметь до семи громкоговорителей с различными диапазонами эффективно воспроизводимых звуковых частот. Питание та-

кой акустической системы чаще осуществляется от раздельных каналов усилителя низкой частоты.

В ряде случев в сложной акустической системе может потребоваться использование громкоговорителей с различными стандартными сопротивлениями звуковых катушек и с различными стандартными звуковыми давлениями. Тогда для получения одинакового звукового давления к звуковым катушкам громкоговорителей требуется подводить различное напряжение $U$ (*в*), величину которого можно определить по формуле

$$U = \frac{p_{н}}{p_{ст}} \sqrt{0,1 Z_{гр}},$$

где $p_{н}$ — нормальное звуковое давление громкоговорителя, *н/м*²;

$p_{ст}$ — стандартное звуковое давление громкоговорителя, *н/м*²;

$Z_{гр}$ — полное электрическое сопротивление звуковой катушки громкоговорителя (на частоте 1 000 *гц*), *ом*.

Различные напряжения можно получить с помощью делителей напряжения, трансформаторов с отводами или автотрансформаторов.

Вынесенная акустическая система используется в приемниках и радиолах высшего и первого классов, а также в магнитофонах с дополнительной акустической системой. Такая акустическая система позволяет достичь наилучшего эффекта объемности звучания. В простейшем случае из футляра аппарата выносят верхнечастотные громкоговорители, помещая их в самостоятельные футляры небольших размеров и размещая их на стенах комнаты по обе стороны от аппарата. Иногда и низкочастотные громкоговорители устанавливают в самостоятельном футляре.

Если, например, футляр, представляющий в своем горизонтальном сечении прямоугольный треугольник, установить в углу комнаты, то можно улучшить воспроизведение нижних звуковых частот на 6—8 *дб*.

Стереофоническая акустическая система предназначена для проигрывания стереофонических пластинок, стереомагнитофонных записей и стереофонических радиопередач. Она состоит из двух идентичных широкополосных монофонических акустических систем, причем идентичными они должны быть не только по диапазону эффективно воспроизводимых звуковых частот, но и по диаграмме направленности излучения и по звуковому давлению. Включение громкоговорителей обоих каналов должно быть обязательно синфазным.

В подавляющем большинстве случаев стереофоническая акустическая система выносится из аппарата. Ее располагают в помещении в зависимости от акустических особенностей последнего. Исследования показали, что наиболее целесообразное расстояние между центрами акустических систем, называемое стереобазой, должно быть от 2 до 5 *м*. В этом случае наибольший стереофонический эффект обнаруживается в зоне, ограниченной площадью равностороннего треугольника, основанием которого служит стереобаза с углом при его вершине $\alpha$ (рис. 14-4), называемым углом слушания, от 50 до 60°. Это, однако, не означает, что вне этого треугольника стереофонический эффект исчезает. В действительности стереофонический эффект ощущается слушателем в той или иной степени в гораздо большей области, величина которой зависит от параметров акустической системы.

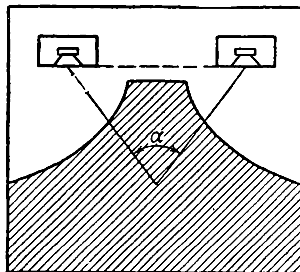



Рис. 14-4. Зона проявления стереофонического эффекта.

В первую очередь впечатление расширения стереобазы, а отсюда и зоны слышимого стереофонического эффекта зависит от характеристик направленности излучения акустической системы. Чем шире и ровнее будут диаграммы направленности излучения (конечно, при соответствующем расположении акустической системы в помещении), тем шире будет казаться стереобаза. Поэтому нередко в стереофонических радиолах и приемниках высшего класса применяют акустические агрегаты, состоящие из четырех-пяти громкоговорителей.

В стереофонических радиолах и приемниках первого и второго классов может быть использована акустическая система с вынесенными верхнечастотными громкоговорителями и двумя громкоговорителями для воспроизведения средних и нижних частот (по одному на каждый канал), установленных на фронтальной панели приемника.

В стереофонических радиолах может быть применена и так называемая совмещенная стереофоническая акустическая система, в которой аппарат имеет консольное оформление и все громкоговорители установлены внутри аппарата на фронтальной и боковых стенках футляра и расположены симметрично относительно центра футляра. В этом случае для достижения ощутимого стереофонического эффекта расстояние между верхнечастотными громкоговорителями должно быть не менее 80 *см*, а сам

аппарат следует установить в углу помещения или предусмотреть специальные отражатели звука для верхнечастотных громкоговорителей.

Исследования показали, что при стереофоническом воспроизведении звука нелинейные искажения ощущаются меньше, чем при монофоническом воспроизведении. Практически благодаря одновременной работе двух акустических систем для достижения того же уровня громкости, что и при монофоническом звучании, требуется меньшая мощность, подводимая к громкоговорителям каждой системы, что и приводит к уменьшению нелинейных искажений.

**Акустическим агрегатом** называют систему из одного или нескольких различных по характеристикам простых громкоговорителей, установленных в одном футляре. Последний может быть выполнен либо в виде ящика с закрытой задней стенкой, либо в виде ящика-фазоинвертора. Разделение спектра звуковых частот на полосы и подведение к различным громкоговорителям (или группам громкоговорителей) определенной полосы частот достигается с помощью разделительных фильтров.

В ящике с закрытой задней стенкой образуется замкнутый объем, благодаря чему устраняется возможность излучения обратной стороны диффузора в пространство. Упругость воздуха внутри ящика повышает частоту механического резонанса громкоговорителя. Чтобы снизить ее до требуемой, приходится увеличивать объем ящика или применять громкоговоритель с более низкой резонансной частотой. Для улучшения равномерности частотной характеристики агрегата внутренние стенки ящика обивают звукопоглощающим материалом (войлоком, фильцем, ватой и т. п.).

Ящик-фазоинвертор отличается от ящика с закрытой задней стенкой тем, что имеет на фронтальной панели или одной из боковых стенок отверстие для фазоинверсии. Размеры и форму ящика и отверстия для фазоинверсии подбирают с таким расчетом, чтобы резонансная частота подвижной системы громкоговорителя совпадала с резонансной частотой объема ящика с выходным отверстием для фазоинверсии. В этом случае излучение обратной стороны диффузора из фазоинверсного отверстия на частотах выше резонансной будет происходить в той же фазе, что и излучение передней стороны диффузора. Благодаря этому воспроизведение нижних звуковых частот улучшается, а частотная характеристика агрегата в целом выравнивается. Возникающие в таких акустических системах возбуждения стенок ящика на резонансной частоте можно устранить путем изготовления его стенок из толстых досок и обивкой внутри звукопоглощающим материалом. Несколько вариантов исполнения ящиков-фазоинверторов показано на рис. 14-5.

Объем ящика-фазоинвертора $V_я$ ($м^3$) приближенно можно определить исходя из диаметра диффузора выбранного громкоговорителя по формуле

$$V_я \approx 0{,}51 \cdot 10^4 D_{диф},$$

где $D_{диф}$ — диаметр диффузора громкоговорителя, *м*.

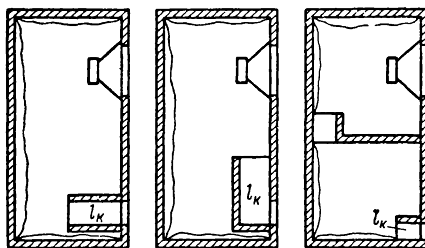



Рис. 14-5. Варианты выполнения звукового канала в футляре с фазоинвертором.

Длину фазоинверсного канала $l_к$, (*м*) можно вычислить по формуле

$$l_к = 2{,}25 \cdot 10^3 \frac{D^2_{ф.от}}{f^2_{гр} V_я} - 0{,}85 D_{ф.от},$$

где $D_{ф.от}$ — диаметр фазоинверсного отверстия, *м*;

$f_{гр}$ — частота механического резонанса громкоговорителя, *гц*.

Диаметр круглого фазоинверсного отверстия $D_{ф.от}$ или эквивалентный размер $D_{экв.ф.от}$ прямоугольного отверстия выбирают в пределах от 0,5 до 1 диаметра излучающей поверхности диффузора громкоговорителя, т. е. поверхности диффузора без учета гофра.

Канал фазоинверсии может быть выполнен в виде трубы, которая уходит внутрь ящика, прямоугольного короба и т. п. Иногда канал фазоинверсии может иметь несколько отверстий, суммарная площадь которых должна быть равна расчетной площади фазоинверсного отверстия.

Как указывалось выше, акустический агрегат состоит из нескольких громкоговорителей с различной частотной характеристикой. Размеры громкоговорителей и расстояния между ними подбирают с таким расчетом, чтобы характеристика направленности излучения была наиболее равномерной и не создавалось бы впечатления двух источников звука. Для ослабления влияния верхнечастотных громкоговорителей на эффект фазоинверсии и устранения модуляционных искажений верхнечастотные громкоговорители помещают в отдельный отсек или закрывают экраном, создающим замкнутый задиффузорный объем.

**Разделительные фильтры.** Для питания сложных акустических систем и акустических агрегатов применяют разделительные фильтры, с помощью которых

весь спектр звуковых частот разделяют на каналы и к каждому громкоговорителю (или к группе громкоговорителей) подводят свой узкий участок частот звукового диапазона.

Разделительные фильтры характеризуются частотой раздела (т. е. частотой с заданным завалом усиления) и крутизной среза частотной характеристики. При использовании двух или нескольких фильтров появляется область (области) частот перекрытия, в которой оба (или несколько) фильтров обладают «прозрачностью».

Наиболее часто используют фильтры, разделяющие спектр звуковых частот на два канала. В этом случае выбор частоты раздела имеет решающее значение для качества звучания акустической системы и может быть произведен на основании нескольких соображений.

Во-первых, частоту раздела можно выбрать, задавшись минимальными частотными искажениями в акустическом агрегате. В этом случае необходимо знать частотные искажения каждого громкоговорителя (или группы громкоговорителей). Например, известно, что минимальные частотные искажения громкоговорителя наблюдаются до критической частоты диффузора, т. е. в области частот, где он колеблется как поршень. Следовательно, в этом случае частота раздела должна быть равна критической частоте диффузора громкоговорителя.

Во-вторых, частота раздела может быть выбрана исходя из минимальной электрической нагрузки на громкоговоритель (или группу громкоговорителей). При этом, однако, следует учитывать, что электрическая мощность, которую надо подводить к громкоговорителю (или группе громкоговорителей), должна быть пропорциональна мощности естественных источников звука.

В-третьих, частоту раздела можно выбрать исходя из того, что излучаемая мощность во всем диапазоне эффективно воспроизводимых звуковых частот будет одинаковой. Это равносильно получению равномерной характеристики направленности излучения во всем диапазоне звуковых частот.

Применение разделительных фильтров уменьшает модуляционные искажения.

Крутизну спада частотной характеристики наиболее часто выбирают, руководствуясь минимальными частотными искажениями в области перекрытия. При этом, однако, следует учитывать, что большая крутизна спада достигается с помощью более сложных и дорогих фильтров.

Простейший разделительный фильтр — это включенный последовательно со звуковой катушкой громкоговорителя или первичной обмоткой верхнечастотного выходного трансформатора разделительный конденсатор постоянной емкости $C_р$ (*мкф*), емкость которого можно определить по формуле.

$$C_р = \frac{10^6}{2\pi f_0 Z_{гр}},$$

где $f_0$ — частота раздела, *гц*;

$Z_{гр}$ — полное электрическое сопротивление звуковой катушки громкоговорителя или первичной обмотки верхнечастотного выходного трансформатора на частоте раздела, *ом*.

Схемы более сложных разделительных фильтров для получения спадов с различной крутизной характеристики приведены на рис. 14-6. Расчет их можно произвести по следующим формулам:

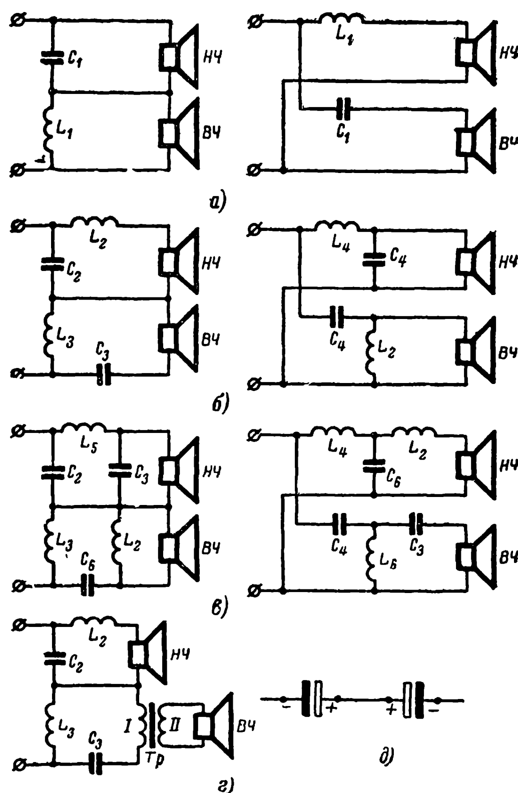



Рис. 14-6. Схемы разделительных фильтров.

*а* — при крутизне спада 6 *дб* на октаву; *б* — при крутизне спада 12 *дб* на октаву; *в* — при крутизне спада 18 *дб* на октаву; *г* — пример включения согласующего трансформатора; *д* — униполярное включение электролитических конденсаторов.

$$L_1 = \frac{\sqrt{2}\, Z_{гр}}{2\pi f_0}; \quad L_2 = \frac{Z_{гр}}{2\pi f_0};$$

$$L_3 = \frac{Z_{гр}}{0{,}75\pi f_0}; \quad L_4 = \frac{Z_{гр}}{0{,}75\pi f_0};$$

$$L_5 = \frac{Z_{гр}}{\pi f_0}; \quad L_6 = \frac{Z_{гр}}{4\pi f_0};$$

$$C_1 = \frac{10^6}{2\pi \sqrt{2} f_0 Z_{гр}}; \quad C_2 = \frac{10^6}{0,75\pi f_0 Z_{гр}};$$

$$C_3 = \frac{10^6}{2\pi f_0 Z_{гр}}; \quad C_4 = \frac{10^6}{3\pi f_0 Z_{гр}};$$

$$C_5 = \frac{10^6}{4\pi f_0 Z_{гр}}; \quad C_6 = \frac{10^6}{\pi f_0 Z_{гр}};$$

где $L$ — индуктивность дросселя фильтра, *гн*;
$C$ — емкость конденсатора фильтра, *мкф*;
$f_0$ — частота раздела, *гц*;
$Z_{гр}$ — полное электрическое сопротивление звуковой катушки громкоговорителя или звуковых катушек группы громкоговорителей на частоте раздела, *ом*.

Приведенные выше формулы основаны на предположении, что полное электрическое сопротивление звуковых катушек громкоговорителей или групп громкоговорителей, работающих в различных каналах, одинаковое. Если же эти сопротивления различны, их нужно уравнять с помощью согласующего трансформатора или автотрансформатора, коэффициент трансформации которого определяют из выражения

$$n = \sqrt{\frac{Z_н}{Z_в}},$$

где $Z_н$ и $Z_в$ — полные электрические сопротивления нижнечастотного и верхнечастотного громкоговорителей или группы громкоговорителей, *ом*.

Одна из возможных схем включения согласующего трансформатора при подключении его к верхнечастотным громкоговорителям показана на рис. 14-6, *г*.

Катушки дросселей фильтров желательно выполнять без стальных сердечников, так как применение их хотя и уменьшает габариты дросселей, но из-за нелинейности намагничивания сердечника увеличивает коэффициент нелинейных искажений. При включении последовательно со звуковой катушкой громкоговорителя сопротивление потерь обмотки дросселя должно быть в 10—15 раз меньше полного электрического сопротивления звуковой катушки. Когда дроссель включен параллельно громкоговорителю, сопротивление его обмотки должно быть в 10—15 раз больше полного электрического сопротивления звуковой катушки громкоговорителя.

В разделительных фильтрах можно использовать конденсаторы любого типа. В большинстве случаев применяют бумажные конденсаторы на малое рабочее напряжение (до 100 *в*). Однако, когда емкость конденсаторов фильтра должна быть большой, применение бумажных конденсаторов может оказаться невозможным из-за больших габаритов. В этом случае можно воспользоваться электролитическими конденсаторами, применив униполярное их включение (рис. 14-6, *д*). При таком включении емкость каждого конденсатора должна быть в 2 раза больше расчетной.

## Озвучивание помещений

Звуковую (акустическую) мощность $P$ (*вт*) воспроизводящей установки, работающей в закрытом помещении (предполагая однородное распределение плотностей звуковой энергии по помещению), находят из выражения

$$P = \frac{p^2 V}{T} \cdot 10^{-7},$$

где $p$ — эффективное значение звукового давления установки, *н/м²*;
$V$ — объем помещения, *м³*;
$T$ — среднее стандартное время реверберации, *сек*.

Звуковоспроизводящую установку, состоящую из акустической системы и усилителя, конструируют с учетом особенностей конкретного помещения, т. е. его объема и акустических свойств.

Наибольшая мощность потребуется для воспроизведения музыкальных оркестровых передач.

Электрическую мощность установки, учитывающую к. п. д. громкоговорителей, можно определить по той же формуле, добавив в знаменатель дроби значение к. п. д. громкоговорителей. Выпускаемые отечественной промышленностью электродинамические громкоговорители диффузорного типа, предназначенные для установок массового пользования, имеют к. п. д. от 1,5 до 2,5%. Поэтому при определении электрической мощ-

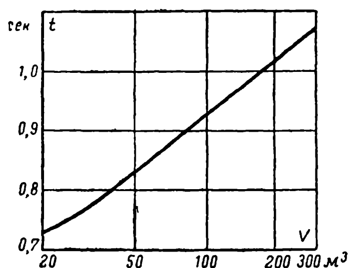



Рис. 14-7. График зависимости времени реверберации от объема помещения.

ности в формулу следует подставить нижний предел к. п. д. громкоговорителей.

Зависимость оптимального времени реверберации от объема помещения показана на графике на рис. 14-7.

## 14-3. ОСОБЕННОСТИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ПРИЕМНИКА С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

В настоящее время радиовещание осуществляется на длинных, средних и коротких волнах методом амплитудной модуляции и на ультракоротких волнах методом частотной модуляции.

В зависимости от диапазона волн и метода модуляции выбирается функциональная схема приемника и схемы основных узлов (входа, преобразователя частоты, усилителя промежуточной частоты и детектора).

Современные приемники второго и первого классов, кроме диапазонов ДВ, СВ и КВ, имеют также и УКВ диапазон с частотной модуляцией. Это требует введения в схему и конструкцию специфических изменений, которые будут рассмотрены в § 14-4.

### Входные устройства с магнитной антенной

Магнитная антенна состоит из стержня магнитодиэлектрика с высокой магнитной проницаемостью (чаще ферритового) и намотанной на нем катушки индуктивности. Магнитная антенна применяется во всех малогабаритных и переносных транзисторных приемниках, а также в стационарных ламповых приемниках как дополнительная антенна для приема с меньшим уровнем помех местных или мощных радиостанций, работающих в длинно- и средневолновых диапазонах. Уменьшение уровня помех объясняется тем, что магнитная антенна обладает ярко выраженной направленностью действия (диаграмма направленности имеет вид восьмерки) и слабой восприимчивостью к помехам в ближней зоне, причем наибольшая громкость приема будет в том случае, когда плоскость намотки витков катушки антенны перпендикулярна направлению на радиостанцию.

Обычно катушка магнитной антенны используется в качестве индуктивности входного контура. В ламповых приемниках магнитная антенна может включаться последовательно с катушкой контура входной цепи (рис. 14-8, *а*), вместо катушки контура входной цепи (рис. 14-8, *б*) или сама служить катушкой контура входной цепи (рис. 14-8, *в*). В транзисторных приемниках применяют автотрансформаторную связь (рис. 14-8, *д*) или используют специальную катушку связи $L_{св}$ (рис. 14-8, *г*).

В настоящее время широкое распространение получила схема входной цепи малогабаритного транзисторного приемника, показанная на рис. 14-8, *е*. Она отличается от предыдущих схем тем, что на стержне магнитной антенны расположены катушки контура входной цепи только одного диапазона (обычно средневолнового) $L_1$ и катушки связи с базой транзистора $L_{св1}$. При приеме радиостанций, работающих в другом (например, длинноволновом) диапазоне, во входной контур включается катушка индуктивности $L_2$, а связь с базой транзистора осуществляется через катушку связи $L_{св2}$. При этом катушка магнитной антенны $L_1$ подключается к отводу от катушки $L_2$ и служит ненастроенной антенной. Такое построение входной цепи с магнитной антенной упрощает ее изготовление и настройку, а также позволяет легко получить требуемую полосу пропускания входной цепи.

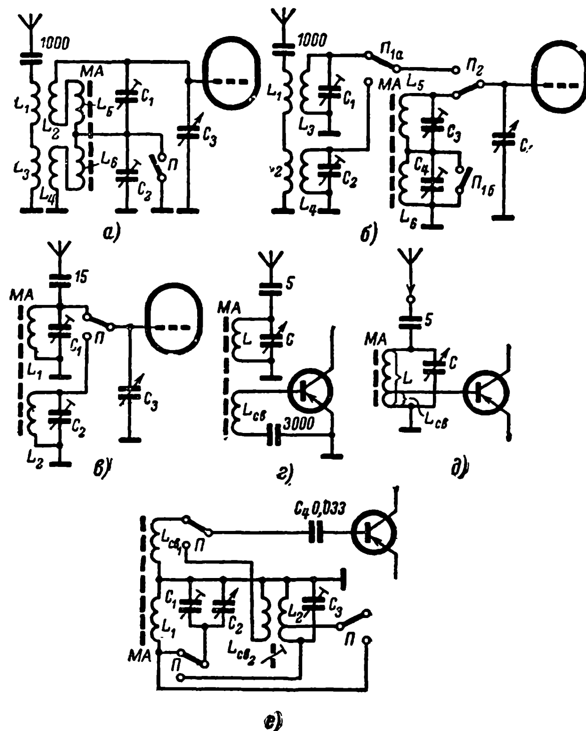



Рис. 14-8. Схемы включения магнитных антенн.

*а* — последовательно с катушками входного контура; *б* — вместо катушек входного контура; *в* — катушки магнитной антенны одновременно являются входным контуром; *г* — магнитная антенна с индуктивной связью с транзистором; *д* — магнитная антенна с автотрансформаторной связью с транзистором; *е* — на стержне магнитной антенны расположен входной контур только одного диапазона.

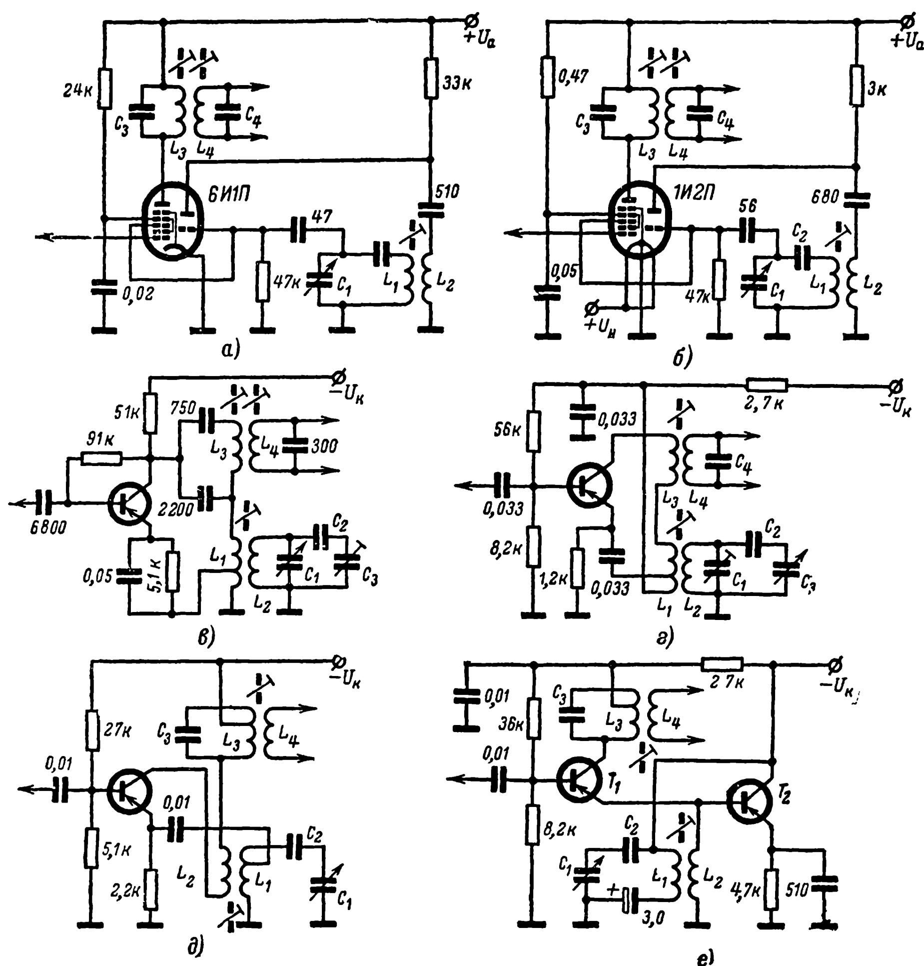



Рис. 14-9. Схемы преобразователей частоты.

*а* — на радиолампе с подогревным катодом; *б* — на батарейной радиолампе; *в, г*, и *д* — на одном транзисторе; *е* — на двух транзисторах.

### Преобразователи частоты

В ламповых радиовещательных приемниках почти исключительно применяются преобразователи частоты, построенные на одной лампе — триод-гептоде (рис. 14-9, *а* и *б*). Гетеродинную часть каскада в этом случае выполняют по схеме с индуктивной обратной связью.

В транзисторных приемниках наибольшее распространение получили схемы преобразователя частоты, работающие на одном транзисторе (рис. 14-9, *в*, *г* и *д*). В этих схемах напряжение сигнала от принимаемой радиостанции подается в цепь базы транзистора, а напряжение сигнала от местного гетеродина вводится в цепь эмиттера. Такая схема преобразователя частоты обладает достаточной стабильностью и эффективностью. Следует, однако, отметить, что преобразование сигнала осуществляется на криволинейном участке характеристики транзистора, т. е. при небольшом коллекторном токе. Стабильная работа местного гетеродина, наоборот, происходит при сравнительно большом токе в цепи коллектора. Удовлетворяя этим противоречивым требованиям, приходится подбирать какой-то промежуточный режим работы транзистора в преобразовательном каскаде, но при этом неизбежно возникают нелинейные искажения.

Поэтому преобразователи частоты, построенные на одном транзисторе, целесообразно применять только в простых малогабаритных приемниках, рассчитанных на прием радиостанций в длинноволновом и средневолновом диапазонах.

От указанных выше недостатков свободен каскад преобразования частоты, собран-

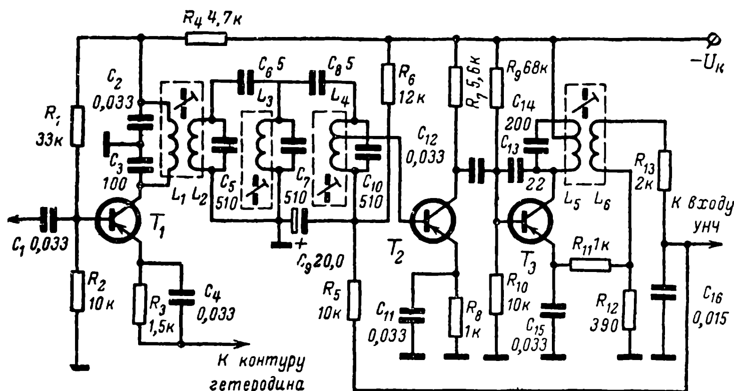



Рис. 14-10. Схема тракта усиления промежуточной частоты транзисторного приемника с фильтром сосредоточенной селекции.

ный на двух транзисторах (рис. 14-9, *е*). Здесь транзистор $T_1$ выполняет функцию смесителя, а транзистор $T_2$ — местного гетеродина. Как и в предыдущих случаях, напряжение от местного гетеродина вводится в цепь эмиттера транзистора $T_1$. Благодаря разделению функций появляется возможность подобрать для каждого транзистора оптимальный режим и добиться высокой стабильности работы преобразователя частоты и малых нелинейных искажений.

### Усилитель промежуточной частоты

В ламповых радиовещательных приемниках УПЧ обычно бывает построен по так называемой схеме с распределенной по каскадам избирательностью. Это означает, что в каждом каскаде имеется избирательный элемент — двухконтурный трансформатор промежуточной частоты, настроенный на выбранную промежуточную частоту (обычно 465 *кгц*). Количество каскадов, а следовательно, и трансформаторов промежуточной частоты зависит от требуемой избирательности по соседнему каналу и полосы пропускания высокочастотного тракта приемника.

В транзисторных радиовещательных приемниках такое построение тракта УПЧ встречается значительно реже. Объясняется это тем, что в транзисторах возникает внутренняя обратная связь, зависимая от частоты, которая ограничивает устойчивое усиление каскада. Чтобы ослабить или устранить эту нежелательную обратную связь, можно применять схемы нейтрализации.

Однако из-за разброса параметров и изменения их от температуры и режима питания транзисторов цепи нейтрализации требуют индивидуальной подстройки в каждом каскаде, что ограничивает их применение в серийном производстве приемников.

В настоящее время в транзисторных приемниках широкое распространение получила схема усиления промежуточной частоты с применением в первом каскаде фильтра сосредоточенной селекции (ФСС) и с последующим усилением в резистивных или слабоизбирательных каскадах без нейтрализации (рис. 14-10).

В этой схеме транзистор $T_1$ используется в качестве преобразователя частоты. В его коллекторную цепь включен первичный контур $L_1C_3$ входного трансформатора ФСС. Связь выходного контура ФСС $L_4C_{10}$ с транзистором $T_2$, работающим апериодическим усилителем промежуточной частоты, автотрансформаторная. Третий каскад усиления промежуточной частоты собран по резонансной схеме на транзисторе $T_3$ со слабоизбирательным фильтром в его коллекторной цепи. Таким образом, в рассматриваемой схеме тракта усиления промежуточной частоты необходимая избирательность достигается в ФСС, а требуемое усиление — апериодическим и слабоизбирательными каскадами.

Введение между ФСС и слабоизбирательным каскадом еще резисторного каскада повышает устойчивость всего тракта усиления промежуточной частоты к самовозбуждению, так как любые изменения нагрузочных проводимостей как по величине, так и по знаку не могут вызвать в этом каскаде сдвига фаз, способного создать в нем положительные обратные связи. Кроме того, включение в цепь базы транзистора $T_3$ активного сопротивления (сопротивление нагрузки резисторного каскада), а в цепь коллектора — слабоизбирательного контура с низким эквивалентным сопротивлением также исключают возможность возникновения самовозбуждения каскада.

В рассматриваемой схеме должны применяться транзисторы с высокой граничной частотой усиления.

## 14-4. ОСОБЕННОСТИ РАДИОВЕЩАТЕЛЬНОГО ЧМ ПРИЕМНИКА

Для приема радиостанций, работающих в УКВ диапазоне с частотной модуляцией, в современных радиовещательных приемниках применяется отдельное входное устройство (УКВ блок) и совмещенная (комбинированная) схема каскадов промежуточной частоты с частотным детектором.

### Входной блок УКВ

Блок состоит из усилителя высокой частоты, преобразователя на одной радиолампе — двойном триоде и собран по так называемой двойной балансной схеме, т. е. с двумя сбалансированными мостами. В диагонали первого моста включены анодный контур усилителя высокой частоты и контур местного гетеродина, чем устранено влияние одного контура на настройку другого. Второй мост предназначен для компенсации отрицательной обратной связи по промежуточной частоте, возникающей через емкость анод — сетка лампы преобразователя частоты. Помимо этого, введение каскада усиления радиочастоты и применение двух сбалансированных мостов уменьшает проникновение в антенну колебаний гетеродина, а отсюда и уменьшает помехи, создаваемые приему радиопередач и телевидения.

На рис. 14-11, *а* приведена схема входного УКВ блока радиовещательного приемника высшего класса. Она имеет двухкаскадный усилитель радиочастоты на лампе 6Ф1П и входной контур усилителя радиочастоты по схеме с заземленной промежуточной точкой в емкостной ветви. Кроме того, преобразование частоты производится с использованием второй гармоники гетеродина (контур гетеродина $L_6C_{17}C_{18}$ настраивается на частоты 35,75—40 *Мгц*). Эти нововведения направлены на уменьшение радиоизлучения колебаний гетеродина, в результате чего в рассматриваемой схеме напряжение частоты гетеродина на зажимах УКВ диполя, мешающее приему радио- и телевизионных передач, не превышает 0,3—0,4 *мв*.

Входной УКВ блок, схема которого приведена на рис. 14-11, *б*, имеет усилитель радиочастоты, преобразователь частоты (с отдельным гетеродином) и автоматическую подстройку частоты (АПЧ).

Усилитель радиочастоты работает на лампе 6Н14П. Его отличительная особенность — наличие сбалансированного моста, одну диагональ которого составляют входной контур $L_2C_1$, а другую диагональ—дроссель $Др_1$ и междуэлектродные емкости лампы $Л_1$. Балансировка моста осуществляется полупеременным конденсатором $C_2$ во время регулировки блока.

Преобразователь частоты построен на лампе 6Ф1П. Функцию преобразователя частоты выполняет пентодная часть этой лампы, а гетеродина — триодная. Здесь также имеется сбалансированный мост, в одну из

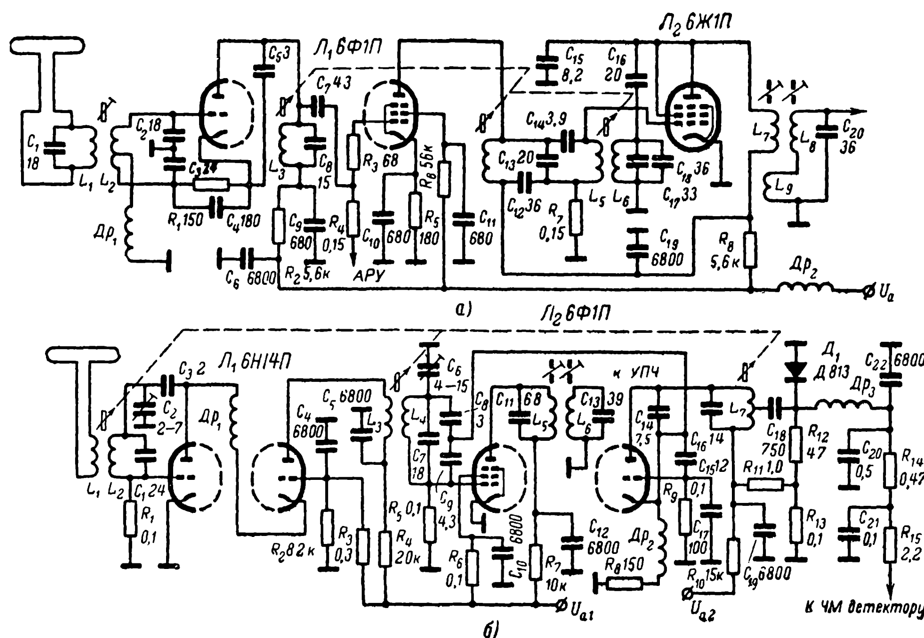



Рис. 14-11. Схемы входных УКВ блоков.

*а* — с двухкаскадным усилителем радиочастоты; *б* — с усилителем радиочастоты, построенным по каскодной схеме, отдельным гетеродином и подстройкой частоты.

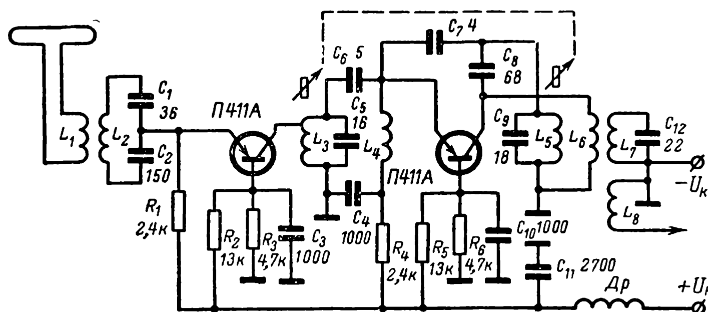



Рис. 14-12. Схема входного УКВ блока для транзисторного приемника.

диагоналей которого помещен сеточный контур $L_4C_7C_8C_9$, а в другую диагональ вводится напряжение от местного гетеродина. Балансировка моста производится полупеременным конденсатором $C_6$ при регулировке блока.

Элементом, управляющим частотой местного гетеродина в схеме АПЧ, является *p-n* переход кремниевого стабилитрона $Д_1$ типа Д813. Напряжение, запирающее *p-n* переход диода (порядка 1,7—2 *в*), снимается с делителя $R_{11}R_{13}$ и подается на диод через резистор $R_{12}$. Одновременно с детектора отношений через двухзвенный согласующий фильтр $R_{14}C_{20}$ и $R_{15}C_{21}$ подается на диод сигнал ошибки. При уходе промежуточной частоты от среднего значения сигнал ошибки складывается или вычитается (в зависимости от знака расстройки) с запирающим диод напряжением. Так как емкость *p-n* перехода зависит от напряжения, приложенного к диоду, то этим и осуществляется автоматическая подстройка частоты гетеродина.

Входной УКВ блок для транзисторных приемников может быть построен на транзисторах П411А (рис. 14-12). В этой схеме оба транзистора включены по схеме с общей базой. Режим работы транзисторов стабилизирован путем подачи напряжения на базы транзисторов через делители напряжения $R_2R_3$ и $R_5R_6$.

Местный гетеродин преобразователя частоты выполнен по схеме с емкостной обратной связью. Для компенсации возможного сдвига фаз, возникающего в транзисторах на частотах УКВ диапазона, в цепь обратной связи введен дроссель $L_4$. В коллекторную цепь транзистора $T_2$ включен контур $L_6C_8$, настроенный на промежуточную частоту.

## Усилитель промежуточной частоты

В комбинированных АМ-ЧМ радиовещательных ламповых приемниках контуры промежуточной частоты, работающие в различных диапазонах, обычно соединяют последовательно (рис. 14-13, *а*).

При этом каждый колебательный контур работает только на той промежуточной частоте, на которую он настроен. Второй контур на работу приемника влияния не оказывает, так как по отношению к рабочей частоте он сильно расстроен. Однако для большей надежности при работе на коротких волнах и устранения опасности самовозбуждения контур тракта усиления промежуточной частоты, настроенный на неиспользуемую в данный момент промежуточную частоту, закорачивается переключателем *П*.

В транзисторных комбинированных АМ-ЧМ приемниках используют тот же принцип построения тракта усиления промежуточной частоты. Однако введение в схему приемника фильтра сосредоточенной селекции (ФСС) как основного избирательного элемента в АМ тракте несколько видоизменяет и схему тракта усиления промежуточной частоты (рис. 14-13, *б*). Здесь последовательно включены только катушки связи с транзистором $T_2$, а первый контур ФСС и контур промежуточной частоты для УКВ диапазона переключаются. В этом случае преобразователь частоты для АМ ра-

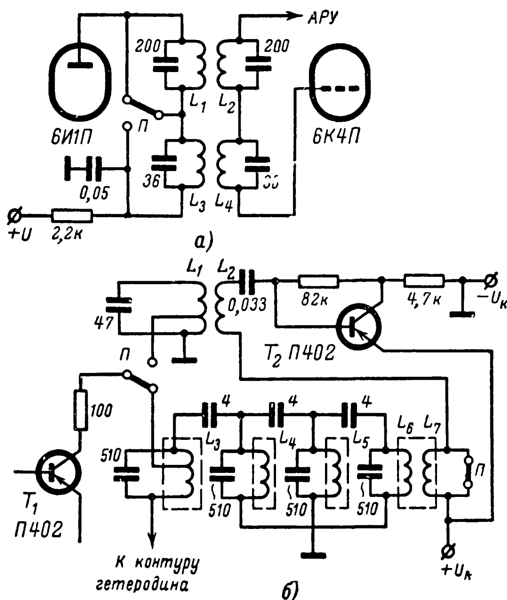



Рис. 14-13. Схемы комбинированных АМ-ЧМ усилителей промежуточной частоты.

*а* — для лампового приемника; *б* — для транзисторного приемника.

диостанций, выполненный на транзисторе $T_1$, при приеме УКВ ЧМ радиостанций выполняет функцию первого каскада усиления промежуточной частоты, перед которым также может быть помещен ФСС, настроенный на промежуточную частоту УКВ тракта.

### Комбинированный АМ-ЧМ детектор

В современных радиовещательных приемниках в УКВ ЧМ диапазоне почти исключительно применяют детектор отношений. Он может быть собран по симметричной или

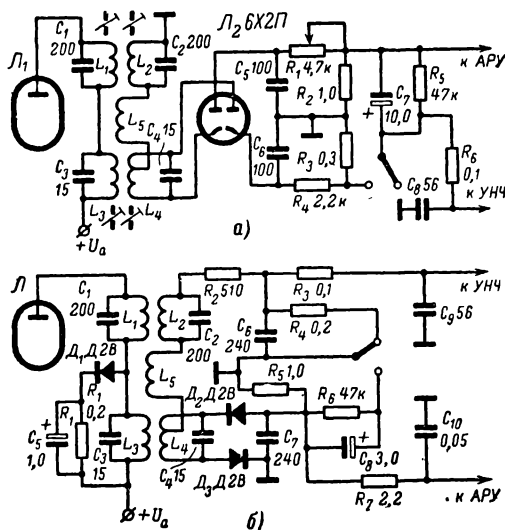


Рис. 14-14. Схемы комбинированных АМ-ЧМ детекторов.

*а* — симметричная на радиолампах; *б* — несимметричная на диодах и с дополнительной *ДRC* ячейкой для подавления паразитной амплитудной модуляции.

несимметричной схеме на радиолампах или диодах. Для уменьшения количества детекторов и возможности использования простых электронных ламп (например, 6Х2П) были разработаны специальные комбинированные схемы АМ-ЧМ детекторов. Например, схема на рис. 14-14, *а* при приеме АМ радиостанций работает как обычный диодный детектор. При переходе на прием ЧМ радиостанций она преобразуется в симметричный детектор отношений. Другая схема комбинированного АМ-ЧМ детектора (рис. 14-14, *б*) отличается от предыдущей тем, что на УКВ ЧМ диапазоне она работает как несимметричный детектор отношений. Еще одна отличительная особенность второй схемы состоит в наличии дополнительной цепочки ($Д_1R_1C_5$) для подавления паразитной амплитудной модуляции. Включение такой цепочки особенно желательно, когда в приемнике не более трех каскадов усиления промежуточной частоты. Объясняется это тем, что для хорошего подавления паразитной амплитудной модуляции контуры промежуточной частоты (в схеме детектора) должны обладать довольно высокой добротностью. Однако при этом уменьшается линейный участок детекторной характеристики и, как следствие, увеличивается коэффициент нелинейных искажений. Поэтому часто приходится искусственно снижать добротность контуров промежуточной частоты. Чтобы не делать этого, и вводят дополнительную *ДRC*-цепочку.

Действие этой *ДRC*-цепочки основано на изменении эффективного затухания контура при быстром изменении амплитуды входного сигнала. При увеличении входного сигнала ток диода $Д_1$ возрастает, но напряжение на конденсаторе $C_5$ и резисторе $R_1$, запирающее диод, не успевает измениться. В этом случае входное сопротивление цепи диода, шунтирующее контур $L_3C_3$, уменьшается, эффективная добротность этого контура становится меньше и усиление каскада падает. При уменьшении амплитуды входного сигнала, наоборот, ток диода уменьшается, но из-за большого сопротивления $R_1$ конденсатор $C_5$ не успевает разрядиться, напряжение смещения на диоде $Д_1$ и его сопротивление остаются большими и шунтирующее действие *ДRC*-цепочки уменьшается.

Следовательно, при быстром изменении амплитуды входного сигнала усиление последнего каскада усилителя промежуточной частоты изменяется таким образом, что паразитная амплитудная модуляция ЧМ сигнала подавляется.

## 14-5. УСИЛИТЕЛИ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Низкочастотный тракт современного радиовещательного приемника — сложное устройство, предназначенное для высококачественного воспроизведения звука. Для этой цели разработаны акустические системы, создающие эффект объемности звучания, псевдостереофонического эффекта, а также стереофонического воспроизведения звука. Одновременно с этим появились и новые электрические схемы усилителей низкой частоты, предназначенные для работы с такими акустическими системами.

### Двухканальные усилители

Эффект объемности звучания приемника достигается расширением диаграммы направленности излучения акустической системы на верхних звуковых частотах, так как слуховой аппарат человека особенно чувствителен к направленности звуков именно в этой части звукового спектра.

Чтобы расширить диаграмму направленности излучения акустической системы в области верхних звуковых частот, нужно полосу звуковых частот, подводимую к акустической системе, разделить на два канала. В простейшем случае такое разделение

может быть произведено на выходе усилителя низкой частоты по схеме на рис. 14-15, *а*. Громкоговоритель $Гр_1$ воспроизводит весь спектр частот, пропускаемых усилителем, а громкоговорители $Гр_2$ и $Гр_3$ — только верхние звуковые частоты. Для этого

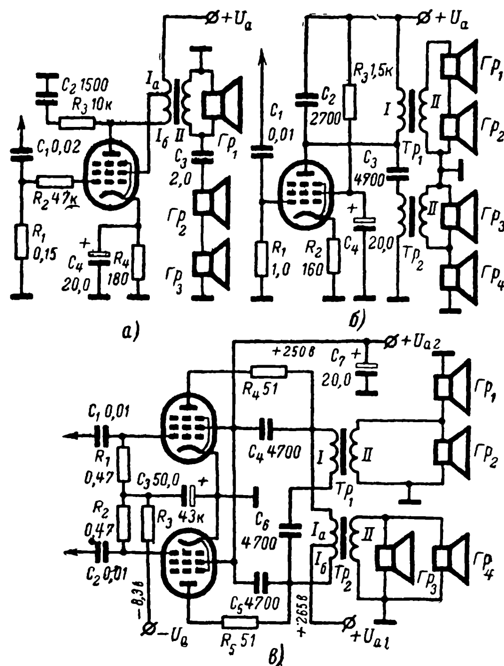



Рис. 14-15. Схемы оконечных каскадов на радиолампе 6П14П с разделением полосы частот на два канала на выходе каскада.

*а*—с одним выходным трансформатором; *б*—с двумя выходными трансформаторами; *в* — двухтактная и с двумя выходными трансформаторами.

емкость конденсатора $C_3$ выбирают с таким расчетом, чтобы резонанс последовательной цепи, составленной из этой емкости и индуктивностей звуковых катушек громкоговорителей $Гр_2$ и $Гр_3$, лежал около граничной частоты (частоты раздела между каналами, которую обычно выбирают порядка 1 000—2 000 *гц*).

В другой схеме (рис. 14-15, *б*) громкоговорители $Гр_3$ и $Гр_4$ воспроизводят верхние звуковые частоты. Первичная обмотка трансформатора $Тр_2$, питающего эти громкоговорители, подключена к аноду оконечной лампы через конденсатор $C_3$ небольшой емкости. Разделение частот происходит по тому же принципу, что и в предыдущей схеме. Обычно индуктивность первичной обмотки трансформатора $Тр_2$ бывает в пределах от 0,5 до 1,5 *гн*. Поэтому для его изготовления можно использовать стальной сердечник небольших размеров. Число витков в первичной обмотке трансформатора также будет небольшим, и принимать какие-либо специальные меры к снижению индуктивности рассеяния обычно не приходится.

Когда оконечный каскад построен по двухтактной схеме, включение выходных трансформаторов можно произвести так, как это показано на рис. 14-15, *в*.

В схеме с двумя выходными трансформаторами сопротивление нагрузки оконечной лампы на верхних звуковых частотах будет составлено из параллельно включенных первичных обмоток трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ с сопротивлениями $Z_1$ и $Z_2$. Распределение мощности между громкоговорителями зависит от соотношения этих сопротивлений. Если $Z_2$ больше $Z_1$, то к громкоговорителям верхних звуковых частот $Гр_3$ и $Гр_4$ будет подводиться меньшая звуковая мощность. Изменение распределения мощностей между группами громкоговорителей в первую очередь влияет на диаграмму направленности излучения, а следовательно, и на эффект объемности звучания. Равномерное излучение всего спектра звуковых частот зависит от конструктивных особенностей акустической системы и звукового давления примененных громкоговорителей. При этом к громкоговорителям верхних звуковых частот надо подводить в 2—4 раза меньшую мощность, чем к нижнечастотным громкоговорителям.

Наилучшего согласования акустической системы с усилителем низкой частоты можно добиться, если низкочастотный усилитель имеет два оконечных каскада

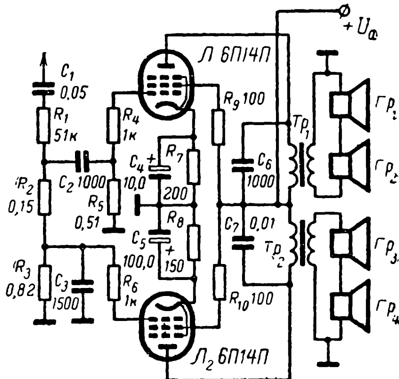



Рис. 14-16. Схема выходной части усилителя низкой частоты с двумя оконечными каскадами.

(рис. 14-16), каждый из которых работает в узком диапазоне частот и питает соответствующие группы громкоговорителей.

Хотя приведенные схемы и просты, но они не позволяют полностью достичь наивыгоднейшего разделения каналов и по частоте и по мощности. Поэтому в высококачественных установках разделение каналов производится в каскадах предварительного усиления. Одна из таких схем приведена на рис. 14-17.

Преимущество этой схемы состоит в том, что в каждом канале имеется самостоятельный оконечный каскад. При акустической системе объемного звучания это позволяет не только добиться наилучшего согласования между оконечным каскадом и акустической системой, но и подобрать наиболее подходящую частотную характеристику канала, соответствующую примененным громкоговорителям, путем введения $RC$-фильтров или частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

Во-вторых, при таком разделении полосы частот резко снижаются интермодуляционные искажения, в оконечных каскадах.

В-третьих, наиболее ощутимый эффект объемности звучания может быть достигнут в том случае, когда выбраны правильно мощности, подводимые к отдельным группам громкоговорителей, а если учесть, что основные мощности в звуковом спектре передаются на нижних частотах, то в канале усиления нижних звуковых частот предпочтительнее иметь двухтактный оконечный каскад.

Наконец, в-четвертых, в двухканальном усилителе наиболее просто осуществить регулирование тембра путем изменения усиления соответствующего канала.

К двухканальным может быть отнесен и усилитель низкой частоты для псевдостереофонического воспроизведения музыкальных программ, схема которого приведена на рис. 14-18. В этой схеме эффект псевдостереофонического звучания достигается путем разделения полосы воспроизводимых усилителем звуковых частот на каналы и еще сдвигом фазы в одном из них (в данном случае в канале нижних звуковых частот).

Разделение на два канала производится сразу после регулятора громкости $R_3$. Верхние звуковые частоты через фильтр $R_7R_8C_4C_5C_6$ подводятся к управляющей сетке одного из триодов лампы $Л_1$, усиливаются ею и через разделительный конденсатор $C_{16}$ подаются на управляющую сетку оконечной лампы $Л_2$. Нижние звуковые частоты усиливаются другим триодом лампы $Л_1$ и через тщательно рассчитанную цепь задержки $Др_1R_{15}R_{16}C_{12}C_{13}$ также подводятся к управляющей сетке оконечной лампы. Конденсатор $C_{11}$, подключенный к аноду нижнего (по схеме) триода, ослабляет усиление на частотах, превышающих граничную.

На выходе оконечного усилителя также производится разделение полосы звуковых частот, воспроизводимых усилителем, на два

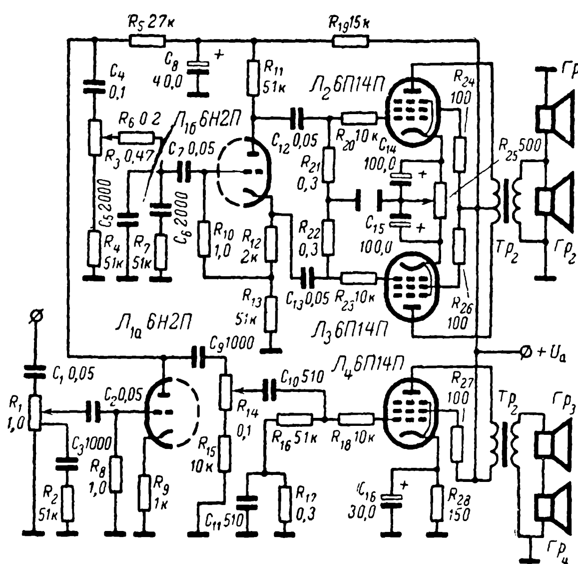



Рис. 14-17. Схема двухканального усилителя низкой частоты с двухтактным оконечным каскадом в канале нижних звуковых частот.

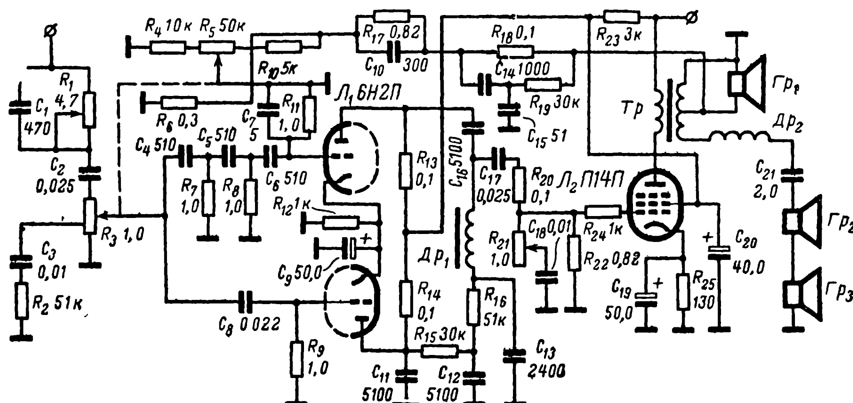



Рис. 14-18. Схема усилителя низкой частоты для псевдостереофонического воспроизведения звука.

канала. Нижние звуковые частоты воспроизводятся громкоговорителем $Гр_1$, а верхние звуковые частоты подводятся к верхнечастотным громкоговорителям $Гр_2$ и $Гр_3$ через фильтр $Др_2C_{21}$. Таким образом, нижние звуковые частоты подводятся к оконечной лампе с задержкой во времени и также с задержкой воспроизводятся только громкоговорителем $Гр_1$, чем и достигается эффект псевдостереофонического воспроизведения.

Канал верхних звуковых частот охвачен частотно-зависимой отрицательной обратной связью, напряжение которой снимается с отвода от вторичной обмотки выходного трансформатора *Тр*. Эта обратная связь создает подъем частотной характеристики в области верхних звуковых частот. Подъем нижних звуковых частот осуществляется цепочкой $R_2C_3$, подключенной к отводу от регулятора громкости. Регуляторы тембра нижних ($R_1$) и верхних ($R_{21}$) звуковых частот позволяют лишь ослаблять усиление на границах воспроизводимой усилителем полосы частот. Помимо регуляторов тембра, в схему введен еще и регулятор так называемого пространственного звучания — потенциометр $R_5$. Он включен в цепь частотно-зависимой отрицательной обратной связи и механически объединен с регулятором громкости. Действие его основано на изменении величины частотно-зависимой отрицательной обратной связи и проявляется в основном на верхних звуковых частотах. При изменении величины этого сопротивления ослабляется или увеличивается уровень верхних звуковых частот по сравнению с уровнем средних частот. А так как степень проявления объемности звучания зависит от уровня воспроизведения верхних звуковых частот, то при изменении положения движка потенциометра $R_5$ изменяется и объемность звучания.

## Усилители для стереофонического воспроизведения звука

Стереофоническое воспроизведение звука в радиовещательных приемниках, электропроигрывателях, магнитофонах и т. п. направлено на достижение наибольшей верности воспроизведения разнообразных программ. В естественных условиях источник звука может быть расположен в любом направлении от слушателя или перемещаться из одной точки пространства в другую. Слуховой аппарат человека устроен таким образом, что в зависимости от интенсивности силы звука и разности фаз сигналов, подходящих в данный момент к правому и левому уху в отдельности, слушатель всегда может определить направление, в котором находится источник звука (подробно об акустическом восприятии звука см. стр. 159).

Существует несколько систем стереофонического воспроизведения звука. Для звукозаписи обычно используют двухканальную *AB*-систему как наиболее простую и дающую наиболее ощутимый стереофонический эффект. В радиовещании используют *MS*-систему стереофонии. Эта система позволяет слушать на специальном приемнике стереофонические передачи и на обычном приемнике — эту же передачу как монофоническую.

***AB*-система стереофонии** (или, как ее еще называют, классическая система) ис-

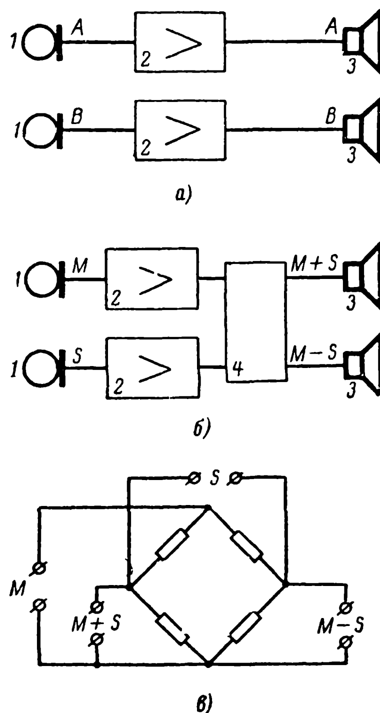



Рис. 14-19. Принципы построения систем стереофонического воспроизведения звука.

*а* — блок-схема *AB*-системы стереофонии; *б* — блок-схема *MS*-системы стереофонии; *в* — принципиальная схема построения суммарно-разностного преобразования; *1* — микрофоны; *2* — усилители; *3* — громкоговорители; *4* — суммарно-разностный преобразователь.

пользует два микрофона с одинаковыми характеристиками направленности, расположенные на некотором расстоянии один от другого (рис. 14-19, *а*). К каждому микрофону подключен свой усилитель, на выходе которого имеется соответствующий громкоговоритель. Если эти громкоговорители также разместить на некотором расстоянии, то звуковые колебания, воспринимаемые левым микрофоном *A*, будут воспроизводиться в основном только левым громкоговорителем, а от правого микрофона *B* — только правым громкоговорителем. Источник звука, находящийся в центре между микрофонами, будет воздействовать на них с одинаковой силой, в результате чего (если усиление в обоих каналах будет одинаковым), оба громкоговорителя будут работать с одинаковой громкостью и источник звука бу-

дет казаться расположенным посередине между громкоговорителями.

В системе *AB*-стереофонии, как правило, используют микрофоны с круговой характеристикой направленности (см. стр. 160), но могут быть применены и микрофоны с кардиоидной характеристикой направленности. Расстояние между микрофонами обычно выбирают от 1,5 до 2 *м*. При слишком большом расстоянии между микрофонами или когда источник звука движется от одного микрофона к другому, могут появиться «скачки» «звуковой картины» или «разрывы» в ней. Следует также иметь в виду, что чем меньше расстояние между микрофонами, тем правильнее будет звукопередача источников звука, расположенных под различными углами к оси симметрии микрофонов. Минимальное расстояние ограничивается опасностью исчезновения стереофонического эффекта и подбирается опытным путем для каждого случая в отдельности.

**Система *MS*-стереофонии** (название образовано первыми буквами от немецких слов Mittel — середина и Seite — стороны), отличается от предыдущей тем, что в ней используют два микрофона с различными характеристиками направленности — один с круговой характеристикой, а другой с характеристикой в виде восьмерки (вместо микрофона с круговой характеристикой направленности иногда применяют микрофон с кардиоидной характеристикой). Оба микрофона должны быть установлены на одной вертикальной оси, один под другим. Микрофон *M* (микрофон середины) с круговой или кардиоидной характеристикой направленности ориентирован своей лицевой стороной на середину звукового поля, а микрофон *S* (микрофон сторон) с характеристикой направленности в виде восьмерки ориентирован в том же направлении осью наименьшей чувствительности. Таким образом, в самих микрофонах производится разделение всей воспринимаемой информации на две составляющие: составляющую *M*, содержащую информацию обо всем звуковом поле, и составляющую *S*, содержащую информацию о сторонах поля.

Превращение полученных таким образом сигналов в стереофонические происходит путем суммирования выходных напряжений микрофонов *M* и *S* для левого канала и вычитания этих же напряжений для правого канала при помощи специального суммарно-разностного преобразователя (рис. 14-19, *б*). В качестве последнего используют мостовые схемы на активных сопротивлениях или трансформаторах. Принцип работы суммарно-разностных преобразователей иллюстрируется схемой на рис. 14-19, *в*. Для получения суммы и разности сигналов они подводятся к различным диагоналям моста. Суммарные сигналы снимаются с тех точек схемы, между которыми токи протекают в одном направлении, т. е. складываются, а разностные — с тех точек, между которыми токи протекают в различных направлениях, т. е. вычитаются. Естественно, что микрофоны при таком способе передачи должны быть определенным образом сфазированы.

При использовании *MS*-системы для стереофонических радиопередач совместимость достигается наиболее просто, ибо для монофонического прослушивания достаточно иметь возможность принимать один суммарный канал, по которому передается информация о всем звуковом поле. Поэтому для передачи суммарного сигнала используют несущую частоту радиопередатчика, а для передачи разностного сигнала — поднесущую частоту (система Кросби).

Не останавливаясь на способах и принципах радиопередачи и приема стереофонических программ, укажем лишь, что стереофонический приемник должен иметь специальный детектор и опять же суммарно-разностный преобразователь. Полученные после преобразования сигналы будут соответствовать сигналам *A* и *B*. Дальнейшее усиление сигналов производится низкочастотными усилителями, принципы построения которых мы и рассмотрим ниже.

Стереофонические усилители низкой частоты, применяемые в радиовещательных приемниках, электропроигрывателях, электрофонах, магнитофонах и других устройствах, построены по двухканальной схеме, но в отличие от монофонических усилителей они в большинстве случаев имеют два идентичных по схеме и параметрам канала, смонтированных на общем шасси и нагруженных на свои также идентичные акустические системы. В стереофонических усилителях применяют, как правило, только спаренные регуляторы громкости и тембра, управляемые одной ручкой. Такие регуляторы выпускаются отечественной промышленностью под наименованием СПЗ-7.

Вместе с тем в стереофонических усилителях низкой частоты предусмотрено и монофоническое воспроизведение звука. При этом переход со стереофонического воспроизведения звука на монофоническое производится обычно при помощи переключателя, установленного на входе усилителя, который при монофоническом воспроизведении соединяет оба входа каналов параллельно (для простоты на приводимых схемах такие переключатели не показаны). Иногда на параллельную работу включают не целиком оба канала, а только их части или только оконечные усилители вместе с аккустическими системами.

Одна из простых схем стереофонического усилителя низкой частоты для воспроизведения грамзаписи приведена на рис. 14-20. Она иллюстрирует принцип построения стереофонических двухканальных усилителей низкой частоты. Так как в стереофоническом усилителе оба канала должны быть идентичны, для упрощения начертания на рисунке показана только схема левого канала, а правый представлен в виде прямоугольника.

Схема усилителя построена на двух лампах типа 6Ф3П и имеет выходную мощность 1 *вт*. На входе помещены регуляторы гром-

кости $R_4$ и тембра верхних звуковых частот $R_2$. Последний позволяет только ослаблять усиление в верхней части полосы воспроизводимых усилителем частот. Для уменьшения нелинейных искажений усилитель охвачен отрицательной обратной связью, напряжение которой снимается с вторичной обмотки выходного трансформатора

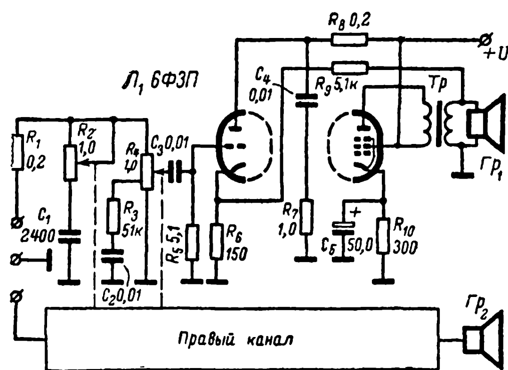



Рис. 14-20. Схема простого стереофонического усилителя низкой частоты для воспроизведения грамзаписей.

и через резистор $R_9$ подается на катод триодной части лампы, работающей в режиме предварительного усиления напряжения низкой частоты.

Схема другого усилителя для стереофонического воспроизведения грамзаписей, но построенного на транзисторах, приведена на рис. 14-21. Она отличается от предыдущей тем, что, помимо регуляторов громкости $R_9$ и тембра верхних звуковых частот $R_{15}$, в схему включен еще и регулятор тембра нижних звуковых частот $R_{16}$. Кроме этих регуляторов, в схему введен еще один специфический для стереофонических усилителей орган управления — регулятор стереобаланса $R_4$. Он помещен на входе усилителя и предназначен для изменения коэффициента усиления одного канала по отношению к другому. Включение в схему усилителя регулятора стереобаланса позволяет с его помощью перемещать «акустическую середину» прослушиваемой программы и тем добиваться стереофонического эффекта воспроизведения даже при неудачном расположении слушателей по отношению к акустической системе. Так, например, когда слушатели размещены ближе к левой части акустической системы, необходимо регулятор стереобаланса поставить в такое положение, при котором усиление правого канала было бы больше усиления левого канала. С помощью регулятора стереобаланса можно в известной степени исправить, например, неудачную запись или искусственно создать эффект перемещения.

Регулятор стереобаланса может быть помещен не только на входе усилителя. На рис. 14-22 показаны другие возможные схемы включения регулятора стереобаланса. Так, в схеме на рис. 14-22, *а* изменение усиления каналов производится путем введения в цепи отрицательной обратной связи регулятора, изменяющего величину этой обратной связи в одном канале по отношению к другому каналу, что одновременно способствует улучшению качественных показателей усилителя. Регулирование стереобаланса, выполненное по схеме на рис. 14-22, *б*, основано на шунтировании сопротивления анодной нагрузки одного из каналов в каскаде предварительного усиления сигнала. Однако эту схему нельзя использовать в тех каскадах, где помещены регу-

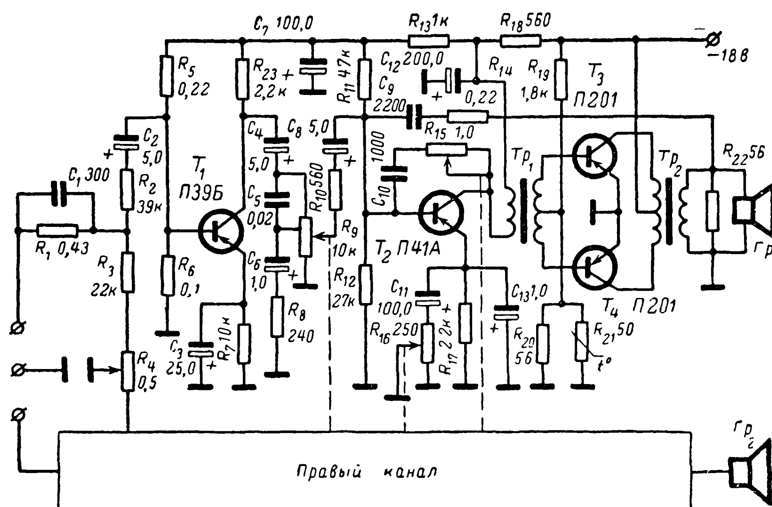



Рис 14-21. Схема транзисторного стереофонического усилителя низкой частоты для воспроизведения грамзаписей.

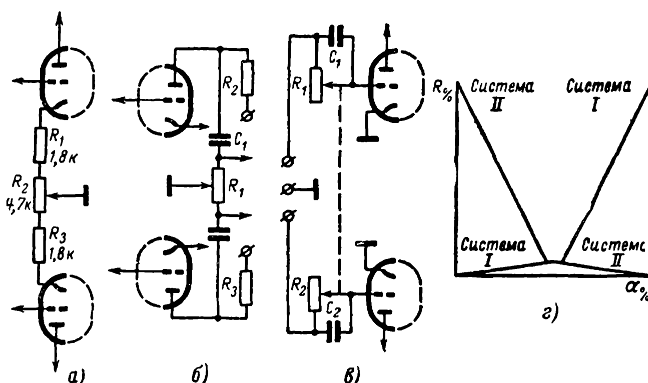



Рис. 14-22. Схемы включения регуляторов стереобаланса.

*а* — в цепи катодов ламп предварительного усиления; *б* — на выходе предварительного усилителя; *в* — на входе предварительного усилителя, *г* — зависимость изменения величины сопротивления от угла поворота оси резисторов СПЗ-7а.

ляторы тембра, так как при перемещении движка потенциометра $R_1$ возможно его влияние на частотную характеристику каналов усилителя, а отсюда и на эффект стереофонического воспроизведения. Регулятор стереобаланса, схема которого показана на рис. 14-22, *в*, в отличие от предыдущих требует спаренного потенциометра, но позволяет получить наибольший диапазон регулирования. Помимо этого, спаренные потенциометры должны иметь совершенно отличные от обычных характеристики (рис. 14-22, *г*). Такие спаренные потенциометры отечественная промышленность выпускает под наименованием СПЗ-7а.

В высококачественных стереофонических усилителях регулятор стереобаланса, как правило, делают выносным. Одна из возможных схем дистанционного регулятора стереобаланса показана на рис. 14-23. Здесь изменение усиления одного канала по отношению к усилению другого канала производится путем изменения величины отрицательной обратной связи по току путем шунтирования сопротивления $R_1$ (или $R_5$) конденсатором большой емкости $C_3$. Благодаря этому емкость соединительных проводов не влияет на частотные и фазовые характеристики каналов усилителя.

В заключение следует отметить, что для неискаженного стереофонического восприятия различных программ нужно, чтобы оба канала усилителя имели не только одинаковое усиление и идентичные частотные характеристики, но и идентичные фазовые характеристики. Поэтому ни в коем случае нельзя помещать плавные регуляторы тембра в цепях частотно-зависимой отрицательной обратной связи или использовать такую отрицательную обратную связь для регулирования усиления. Кроме того, нежелательно помещать регуляторы тембра в одном каскаде, так как это также может повлиять на изменение фазовых характеристик.

Для достижения ощутимого стереофонического эффекта переходное затухание между каналами (проникновение одного канала в другой) должно быть не менее —30 *дб*, а динамический диапазон — не хуже 40 *дб*. Любое несовпадение в усилении, частотных или фазовых характеристиках каналов проявляется на слух как кажущееся перемещение источника звука, нарушая тем самым «звуковую картину».

## Оконечный каскад без выходного трансформатора

В обычных схемах усилителей низкой частоты выходной трансформатор вследствие нелинейности кривой намагничивания стального сердечника может быть дополнитель-

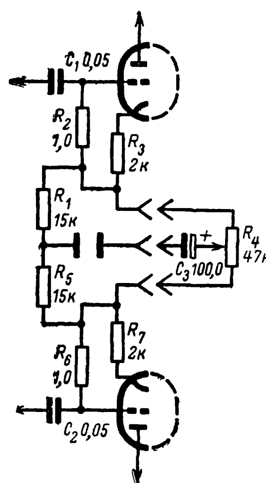



Рис. 14-23. Схема включения регулятора стереобаланса с дистанционным управлением.

ным источником нелинейных искажений. Кроме того, применение выходного трансформатора не позволяет осуществить глубокую отрицательную обратную связь из-за возможности появления значительного сдвига фаз и возникновения при этом самовозбуждения. Исключение из ливается ею и с сопротивления анодной нагрузки $R_7$ этой лампы подается через резистор $R_6$ на управляющую сетку другой оконечной лампы $Л_2$ Резистор $R_7$ одновременно выполняет функцию катодного сопротивления лампы $Л_2$, с которого снимается отрицательное напряжение смещения для этой

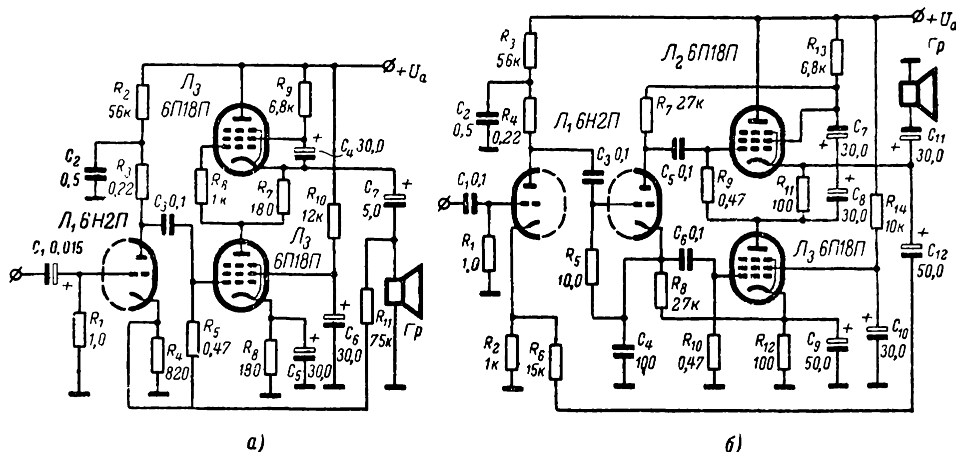



Рис. 14-24. Схемы ламповых оконечных каскадов без выходного трансформатора.
*а* — одноканальная схема; *б* — схема с фазоинвертором.

схемы выходного трансформатора приводит не только к снижению нелинейных искажений, но еще и способствует расширению полосы воспроизводимых усилителем звуковых частот. В схеме без выходного трансформатора качество воспроизведения нижних звуковых частот ограничивается лишь емкостью разделительных конденсаторов, а верхних звуковых частот — качеством акустической системы и паразитными емкостями монтажа. Помимо этого, частотная характеристика по звуковому давлению усилителя с оконечным каскадом без выходного трансформатора заметно выравнивается в области нижних звуковых частот благодаря демпфированию громкоговорителей низким внутренним сопротивлением оконечного каскада, что приводит к сглаживанию резонанса подвижной системы громкоговорителя.

В настоящее время известно значительное число схем двухтактных оконечных каскадов без выходного трансформатора, построенных на радиолампах или транзисторах. Все они основаны на включении обеих радиолами (или транзисторов) параллельно по переменному току, что уменьшает оптимальное сопротивление нагрузки оконечного каскада в 4 раза, которое может достигать для ламповых схем нескольких сотен ом и для транзисторных схем нескольких ом.

Одна из практических схем оконечного каскада без выходного трансформатора показана на рис. 14-24, *а*. Здесь напряжение низкой частоты, усиленное лампой $Л_1$, подается на управляющую сетку лампы $Л_3$, усилампы. Нагрузка каскада — громкоговоритель — подключена к катоду лампы $Л_2$.

Усилитель охвачен глубокой отрицательной обратной связью (порядка 15 *дб*), напряжение которой снимается с нагрузки оконечного каскада и через резистор $R_{11}$ подается на катод лампы предварительного усиления напряжения низкой частоты $Л_1$. Несмотря на столь глубокую отрицательную обратную связь, коэффициент нелинейных искажений этого усилителя составляет 2—3%. Объясняется это тем, что при таком построении оконечного каскада не происходит характерной для двухтактных схем компенсации четных гармоник.

Уменьшить нелинейные искажения можно в том случае, если напряжение низкой частоты подавать на лампу $Л_2$ отдельно от специального фазоинверсного каскада. Схема такого улучшенного усилителя с оконечным каскадом без выходного трансформатора показана на рис. 14-24, *б*.

Особенность этой схемы состоит в питании анодной цепи правого (по схеме) триода лампы $Л_1$. Напряжение низкой частоты на лампу $Л_2$ не может быть снято со всей анодной нагрузки фазоинверсного каскада, так как тогда оно окажется приложенным не между управляющей сеткой и катодом, а между управляющей сеткой и анодом оконечной лампы. Поэтому в приведенной на рис. 14-24, *б* схеме оконечного каскада низкочастотное напряжение на лампу $Л_2$ снимается с резистора $R_7$, включенного между анодом правого триода лампы $Л_1$ и экранирующей сеткой лампы $Л_2$.

Следует отметить также и некоторые трудности питания экранирующей сетки лампы $Л_2$. Для получения пентодного режима работы лампы ее экранирующая сетка должна быть замкнута по переменному току на катод. При этом гасящее сопротивление, включаемое между плюсом источника анодного питания и экранирующей сеткой лампы, оказывается включенным (по переменному току) параллельно нагрузке каскада и на нем бесполезно рассеивается часть выходной мощности. Увеличение же гасящего сопротивления приводит к понижению напряжения на экранирующей сетке

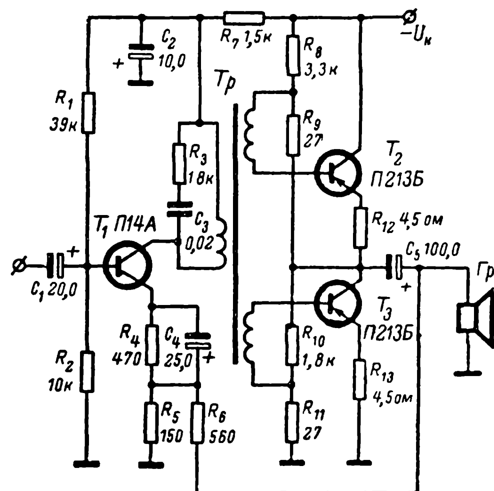



Рис. 14-25. Схема транзисторного двухтактного оконечного каскада без выходного трансформатора.

и как следствие — к уменьшению отдаваемой каскадом выходной мощности. Поэтому в каждом отдельном случае приходится искать такое гасящее сопротивление, при котором было бы достаточно большое напряжение на экранирующей сетке и малые потери выходной мощности.

В каскаде без выходного трансформатора обе оконечные лампы включены последовательно по постоянному току. Поэтому для такого каскада требуется удвоенное напряжение источника анодного питания или же нужно применять специальные оконечные лампы, способные работать при низких анодных напряжениях (порядка 100—150 *в*). Кроме того, нужны и высокоомные электродинамические громкоговорители.

Из выпускаемых отечественной промышленностью радиоламп в оконечном каскаде без выходного трансформатора могут быть использованы пентоды типа 6П18П. При напряжении источника анодного питания порядка 300—350 *в* оконечный каскад с такими лампами может отдать в нагрузку мощность 6—8 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений около 2—3%.

Особенно широкое распространение оконечные каскады без выходного трансформатора получили в транзисторных усилителях низкой частоты. В одной из таких схем (рис. 14-25) транзисторы $T_2$ и $T_3$ включены последовательно по постоянному току и параллельно по переменному току. Поэтому, как и в ламповых схемах, сопротивление нагрузки получается в 4 раза меньше, чем в обычном двухтактном каскаде. Однако для минимизации нелинейных искажений нужно подбирать оконечные транзисторы с одинаковыми свойствами, иначе напряжение источника питания распределится между обоими транзисторами неравномерно в результате чего не только возрастут нелинейные искажения, но и уменьшится выходная мощность.

В этой схеме напряжение смещения на базы транзисторов $T_2$ и $T_3$ подается от отдельных делителей $R_8R_9$ и $R_{10}R_{11}$, что уменьшает нелинейные искажения при малом уровне сигнала. Кроме того, благодаря подключению одного из сопротивлений делителя напряжения непосредственно к коллектору транзистора возникает небольшая (порядка 2—3 *дб*) отрицательная обратная связь. Более сильной отрицательной обратной связью (порядка 6—8 *дб*) охвачен весь усилитель, что не только снижает коэффициент нелинейных искажений, но и увеличивает входное сопротивление транзистора $T_1$ до 8—10 *ком*.

Полоса звуковых частот, воспроизводимых усилителем (рис. 14-25), определяется в основном параметрами согласующего трансформатора *Тр* и по конструктивным причинам не может быть широкой. Поэтому в широкополосных транзисторных усилителях низкой частоты с оконечным каскадом без выходного трансформатора чаще используют фазоинверсный каскад с разделенными нагрузками или с транзисторами различной проводимости. Одна из возможных схем такого усилителя показана на рис. 14-26, *а*. Здесь оконечный каскад построен по схеме двойного эмиттерного повторителя на транзисторах $T_3T_4T_5T_6$ с использованием транзисторов различной проводимости. Минимальные нелинейные искажения достигаются при условии равенства коэффициентов усиления транзисторов каждого плеча, т. е. когда

$$\beta_{T3}\beta_{T5} = \beta_{T4}\beta_{T6}.$$

Начальное напряжение смешения на базы транзисторов $T_3$ и $T_4$, необходимое для устранения возникающих в двухтактных схемах нелинейных искажений в виде ступеньки подается с делителя напряжения $Д_1R_8$. Введение в делитель напряжения диода $Д_1$ улучшает температурную стабилизацию тока покоя оконечного каскада. Симметрирование сигнала на сопротивлении нагрузки усилителя производится подбором величины резистора $R_9$. Весь усилитель охвачен отрицательной обратной связью (порядка

10 *дб*), напряжение которой снимается с нагрузки усилителя и через резистор $R_5$ и конденсатор $C_4$ подается на эмиттер транзистора $T_1$. Этот усилитель при напряжении источника питания 12 *в* и сопротивле-

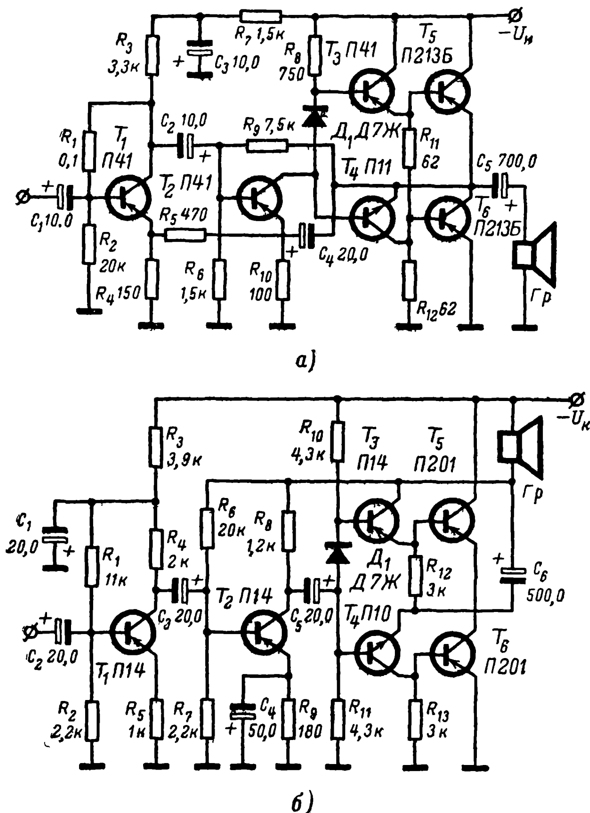



Рис. 14-26. Схемы транзисторных двухтактных оконечных каскадов без выходного трансформатора с фазоинвертором на транзисторах различной проводимости.

*а* — принципиальная схема; *б* — вариант той же схемы с вольтодобавкой.

нии нагрузки 6 *ом* развивает выходную мощность до 1 *вт* при коэффициенте нелинейных искажений не более 1,5% (при правильно подобранных транзисторах оконечного каскада). Такая сравнительно небольшая выходная мощность объясняется тем, что амплитуда выходного сигнала не может быть больше напряжения коллектор—эмиттер, которое для данной схемы равно $U_к/2$. В действительности это напряжение оказывается еще меньше на величину падения напряжения на отпертом транзисторе, которое, в свою очередь, зависит от тока коллектора и типа транзистора. Если к этому добавить, что каскад предварительного усиления с резистором в цепи коллектора может без искажений развить амплитуду сигнала порядка $U_к/3$, то станет понятно, почему выходная мощность такого усилителя с оконечным каскадом без выходного трансформатора зависит от напряжения источника питания и величины сопротивления нагрузки.

Чтобы расширить амплитудную характеристику усилителя на транзисторах, и в первую очередь его предоконечных каскадов, нужно повысить напряжение источника питания. Однако если применить для предоконечных каскадов схему питания с вольтодобавкой, то можно повысить выходную мощность усилителя, не увеличивая напряжения источника питания. В измененной схеме усилителя, в которую введена вольтодобавка (рис. 14-26, *б*) напряжение на коллекторы транзисторов $T_2$ и $T_3$ подается с точки соединения сопротивления нагрузки (громкоговорителя) с конденсатором $C_6$. За счет подзарядки емкости $C_6$ напряжение в этой точке относительно заземленного провода при номинальной мощности превышает напряжение источника питания. Одновременно благодаря соединению резистора $R_6$ с сопротивлением нагрузки в цепь базы транзистора $T_2$ вводится отрицательная обратная связь, что снижает нелинейные искажения. Стабилизация режима работы транзисторов оконечного каскада по постоянному току (вместе с транзисторами предоконечного каскада) осуществляется с помощью делителя напряжения $R_{10}Д_1R_{11}$, где диод $Д_1$ также улучшает температурную стабилизацию тока покоя транзисторов оконечного каскада.

Применение такой схемы питания транзисторов не только улучшило характеристики и параметры усилителя, но и позволило применять в оконечном каскаде усилителя транзисторы без специального подбора по параметрам.

К бестрансформаторным может быть отнесен и двухтактный последовательно-параллельный оконечный каскад на пентодах, схема которого показана на рис. 14-27. Отличие этого усилителя от ранее рассмотренных заключается в том, что трансформатор питания $Тр_2$ должен иметь две повышающие обмотки для питания анодных цепей оконечных ламп. Как и в предыдущих схемах, оконечные лампы этого усилителя включены последовательно по постоянному току и параллельно по переменному току. Благодаря такому построению схемы усилителя согласующий трансформатор $Тр_1$ (вернее назвать его автотрансформатором) оказывается включенным в диагональ моста и по нему не протекает постоянная составляющая анодного тока оконечных ламп. Кроме того, нагрузка оконечного каскада (трансформатор $Тр_1$) включена

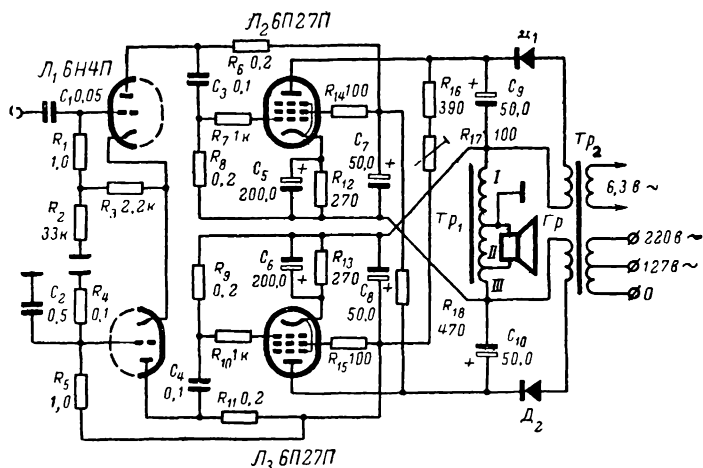



Рис. 14-27. Схема двухтактного параллельно-последовательного оконечного каскада без выходного трансформатора.

между катодами ламп $Л_2$ и $Л_3$, т. е. оконечный каскад работает в режиме катодного повторителя и оказывается охваченным глубокой отрицательной обратной связью, резко снижающей нелинейные искажения. Для обеспечения полной симметрии оконечного каскада и подачи на управляющие сетки ламп $Л_2$ и $Л_3$ противофазных напряжений от середины обмотки трансформатора $Тр_1$ сделан отвод, соединенный с заземленным проводом. В этом случае и один из выводов громкоговорителя также оказывается соединенным с заземленным проводом. Принципиально можно было бы не включать в схему согласующий трансформатор. Вместо него можно подключить электродинамический громкоговоритель с сопротивлением звуковой катушки порядка 800 *ом* и отводом от середины или два громкоговорителя с сопротивлением звуковых катушек по 400 *ом*. Но из-за отсутствия таких громкоговорителей приходится применять согласующий трансформатор.

Следует отметить и способ питания экранирующих сеток оконечных ламп, когда напряжение на экранирующую сетку лампы одного плеча подается из цепи анодного питания лампы другого плеча. Один из резисторов в цепях экранирующих сеток ($R_{17}$) сделан регулируемым, и его величина подбирается в процессе налаживания усилителя по наименьшему уровню фона. Если же и при подборе величины этого резистора уровень фона окажется довольно значительным, нужно поменять местами выводы от одной из обмоток анодного питания трансформатора $Тр_2$.

Каскад предварительного усиления напряжения низкой частоты работает на верхнем (по схеме) триоде лампы $Л_1$. Нижний триод этой же лампы служит для поворота фазы сигнала на 180°. Управление нижним триодом осуществляется через общий резистор в цепи катодов триодов $R_3$, так как этот каскад собран по схеме с заземленной (по переменному току через конденсатор $C_2$) управляющей сеткой.

### Регулирование тембра

В современные усилители низкой частоты обязательно вводят регуляторы, позволяющие изменять усиление сигнала на крайних частотах полосы пропускания, т. е. регулировать тембр звучания, подбирая наиболее приятное для слуха воспроизведение данной конкретной программы.

Регуляторы тембра могут быть плавными и ступенчатыми. Плавные регуляторы тембра используют для раздельной регулировки тембра по верхним и нижним звуковым частотам. Ступенчатые регуляторы получили название тон-регистров.

Заметное на слух изменение тембра происходит, если усиление на высоких или низких частотах изменяется регулятором тембра на 6 *дб* (в 2 раза). В большинстве случаев наиболее естественного воспроизведения любых передач можно добиться, имея возможность изменять усиление низкочастотного тракта на нижних и верхних частотах в пределах $\pm 6 \div 10$ *дб* по отношению к усилению на средней частоте. Обычно действие регулятора тембра нижних звуковых частот измеряют на частоте 100 *гц*, а регулятора тембра верхних звуковых частот — на частоте 10 000—12 000 *гц*; в качестве средней принимают обычно частоту 1 000 *гц*.

В зависимости от свойств и особенностей акустической системы для каждого устройства в отдельности следует подбирать такие пределы изменения усиления при регулировании тембра, при которых происходит выравнивание как частотной характеристики всего тракта по звуковому давлению, так и диаграммы направленности излучения. В большинстве случаев регулятор тембра нижних звуковых частот должен изменять частотную характеристику в пределах ±7—10 *дб* по отношению к средней частоте.

Необходимо также, чтобы в любых положениях регуляторов тембра изменение выходного напряжения на частоте 1 000 *гц* не выходило бы за 3 *дб*, так как иначе при регулировании тембра будет изменяться громкость воспроизведения.

Регулирование тембра может быть осуществлено в цепях прямого усиления сигнала или в цепях частотно-зависимой отрицательной обратной связи, а также комбинацией этих двух способов.

Для регуляторов тембра, помещенных в цепи усиления сигнала, характерны переменная крутизна наклона частотной характеристики и неизменная частота перехода. Регуляторы тембра, установленные в цепи отрицательной обратной связи, имеют, наоборот, переменную частоту перехода и неизменную крутизну наклона частотной характеристики. Для возможности осуществления регулирования тембра с подъемом частотной характеристики в области верхних и нижних звуковых частот при любом способе регулирования необходимо иметь соответствующий запас по усилению сигнала.

*Регулирование тембра путем изменения усиления* позволяет получить наилучшие результаты как по пределам регулирования, так и по качественным показателям усилителя. Отрицательная обратная связь в этом случае для регулирования тембра не используется, а применяется лишь для образования определенного подъема частотной характеристики в области нижних и верхних звуковых частот. Регулирование тембра в этом случае достигается с помощью устройств, ослабляющих усиление на соответствующих частотах звукового диапазона. Такой способ регулирования тембра находит самое широкое применение (рис. 14-28).

Цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи, с помощью которой осуществляется подъем частотной характеристики в области нижних и верхних частот звукового диапазона на схемах не показаны.

Самая простая схема регулирования тембра (рис. 14-28, *а*) состоит из регулятора тембра нижних звуковых частот переменного резистора $R_1$, параллельно которому включен конденсатор $C_2$ и регулятора верхних частот переменного резистора $R_2$ с конденсатором $C_3$. В крайнем левом (по схеме) положении движка резистора $R_1$ его сопротивление равно нулю и конденсатор $C_2$ оказывается замкнутым. Следовательно, нижние звуковые частоты, подводимые к регулятору тембра, будут беспрепятственно проходить к управляющей сетке лампы и частотная характеристика будет иметь подъем на нижних звуковых частотах. По мере перемещения движка резистора вправо сопротивление будет возрастать и в крайнем правом положении достигнет максимальной величины. В этот момент полное сопротивление резистора будет равно или несколько больше реактивного сопротивления конденсатора $C_2$ для нижних частот. Общее сопротивление цепи для этих частот возрастет, и они будут ослаблены.

Регулирование тембра на верхних звуковых частотах осуществляется потенциометром $R_2$ с помощью конденсатора $C_3$. В нижнем положении (по схеме) движка потенциометра конденсатор $C_2$ оказывается замкнутым и верхние звуковые частоты полностью подводятся к управляющей сетке лампы. Следовательно, частотная характеристика усилителя будет иметь подъем на этих частотах. При перемещении движка потенциометра в другое положение конденсатор $C_3$ оказывается включенным между управляющей сеткой лампы и корпусом, что приводит к ослаблению верхних звуковых частот, которые свободно проходят через этот конденсатор на «землю». Потенциометр $R_2$ одновременно выполняет и функцию резистора утечки сетки лампы.

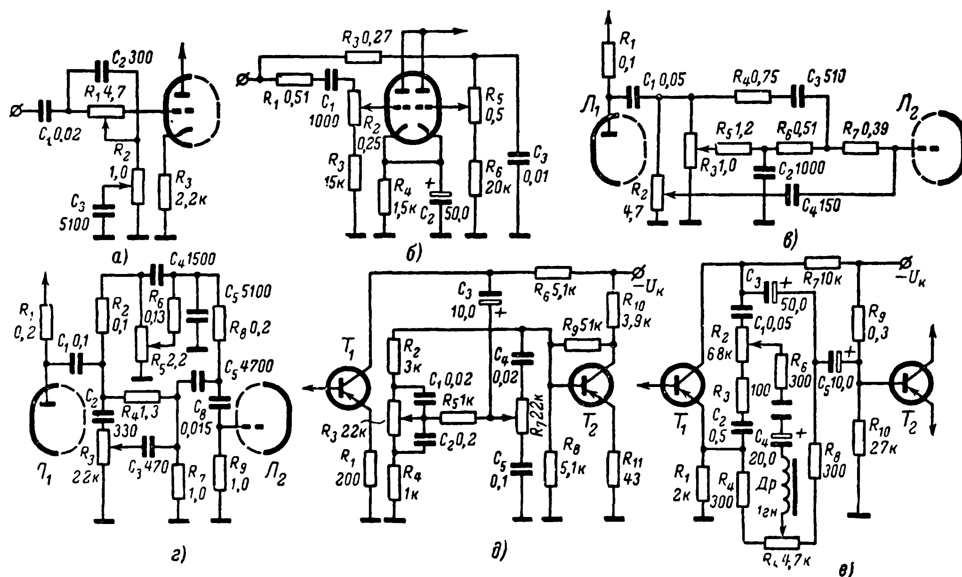



Рис. 14-28. Схемы регуляторов тембра, расположенных в цепи усиления сигнала. *а, б, в* и *г* — на радиолампах; *д* и *е* — на транзисторах.

В схеме на рис. 14-28, *б* весь спектр звуковых частот разделяется на два канала. Нижние звуковые частоты подводятся к управляющей сетке правого (по схеме) триода, а верхние звуковые частоты — к управляющей сетке левого триода. Регуляторы тембра нижних $R_5$ и верхних $R_2$ звуковых частот являются лишь регуляторами усиления соответствующих каналов. Пределы регулирования тембра в этой схеме можно изменять путем подбора величин резисторов $R_3$ и $R_6$. Оба анода триодов соединены между собой и подключены к общему сопротивлению анодной нагрузки. Эта схема особенно удобна для двухканального усилителя. Тогда в анодную цепь каждого триода надо поставить самостоятельное сопротивление нагрузки, а с него подавать напряжение низкой частоты на соответствующий оконечный каскад.

В схеме на рис. 14-28, *в* спектр звуковых частот, усиленный лампой $Л_1$, разделяется на три канала. Регуляторы тембра нижних $R_3$ и верхних $R_2$ звуковых частот так же изменяют усиление на соответствующих частотах звукового диапазона, а средние частоты проходят через резистор $R_4$ и конденсатор $C_3$. Если в этой схеме резистор $R_4$ заменить потенциометром, к движку которого подключить конденсатор $C_3$, то с его помощью можно, будет изменять усиление на средних частотах звукового диапазона.

Другая аналогичная схема, где полоса воспроизводимых усилителем звуковых частот также разделяется на три канала, показана на рис. 14-28, *г*. В этой схеме в качестве регулятора тембра нижних звуковых частот использован потенциометр $R_5$, а регулятора верхних звуковых частот — потенциометр $R_3$. Средние звуковые частоты проходят на управляющую сетку лампы $Л_2$ через резистор $R_4$ и конденсатор $C_6$.

В схеме на рис. 14-28, *д* регуляторы тембра нижних $R_7$ и верхних $R_3$ звуковых частот позволяют не только ослаблять усиление на крайних частотах звукового диапазона, но и повышать усиление на граничных частотах полосы пропускания по сравнению с усилением на средних частотах звукового диапазона. Поэтому характеристика последующих каскадов может не иметь подъемов в областях низких и высоких частот.

Еще одна схема, где также применены регуляторы тембра нижних $R_5$ и верхних $R_2$ звуковых частот, поднимающих и ослабляющих усиление на граничных частотах полосы пропускания усилителя, показана на рис. 14-28, *е*. Она отличается от предыдущей тем, что регулирование тембра нижних звуковых частот осуществляется с помощью индуктивности — дросселя *Др*.

***Регулирование тембра с помощью частотно-зависимой отрицательной обратной связи*** наиболее просто может быть осуществлено по схемам, приведенным на рис. 14-29. В схеме на рис. 14-29, *а* напряжение частотно-зависимой отрицательной обратной связи снимается со вторичной обмотки выходного трансформатора и подается на катод лампы первого каскада предварительного усиления напряжения низкой частоты через элементы регулирования тембра, охватывая весь низкочастотный тракт.

Регулирование тембра нижних звуковых частот производится реостатом $R_3$, параллельно которому включен конденсатор $C_2$. Сопротивление этого конденсатора на верхних и средних частотах звукового диапазона мало, поэтому напряжение отрицательной обратной связи, а следовательно, и ослабление усиления на этих частотах получаются максимальными. Изменение величины резистора $R_3$ не оказывает влияния на усиление на верхних и средних звуковых частотах. По мере понижения частоты падение напряжения отрицательной обратной связи на резисторе $R_2$, которое является на-

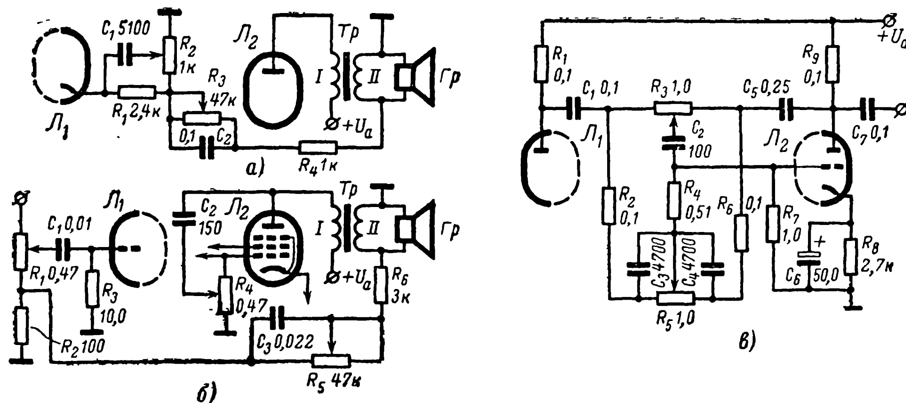



Рис. 14-29. Схемы регуляторов тембра, помещенных в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

*а* и *б* — позволяющие только ослаблять усиление на соответствующих частотах; *в* — позволяющая ослаблять или увеличивать усиление на крайних частотах по сравнению со средними частотами.

грузочным для цепи отрицательной обратной связи, уменьшается из-за увеличения реактивного сопротивления конденсатора $C_2$. Это приводит к уменьшению глубины обратной связи на нижних звуковых частотах и, следовательно, к увеличению усиления на этих частотах. С уменьшением сопротивления резистора $R_3$ при регулировании тембра полное сопротивление участка цепи $R_3C_2$ для нижних звуковых частот уменьшается, напряжение обратной связи возрастает, а усиление падает. Таким образом, с уменьшением величины резистора $R_3$ усиление на нижних звуковых частотах уменьшается.

Для регулирования верхних звуковых частот использован потенциометр $R_2$. Когда движок находится на каком-либо участке этого потенциометра, образуется делитель напряжения, состоящий из резистора $R_1$ и конденсатора $C_1$, включенных параллельно нижней (по схеме) части потенциометра $R_2$. Конденсатор $C_1$ представляет большое сопротивление для нижних и средних звуковых частот. Поэтому на катод лампы $Л_1$ поступает полное напряжение отрицательной обратной связи, образующееся на резисторе $R_2$. Для верхних звуковых частот сопротивление конденсатора $C_1$ мало. Вследствие этого напряжение отрицательной обратной связи в большой степени зависит от положения движка потенциометра $R_2$. В нижнем положении движка этого потенциометра

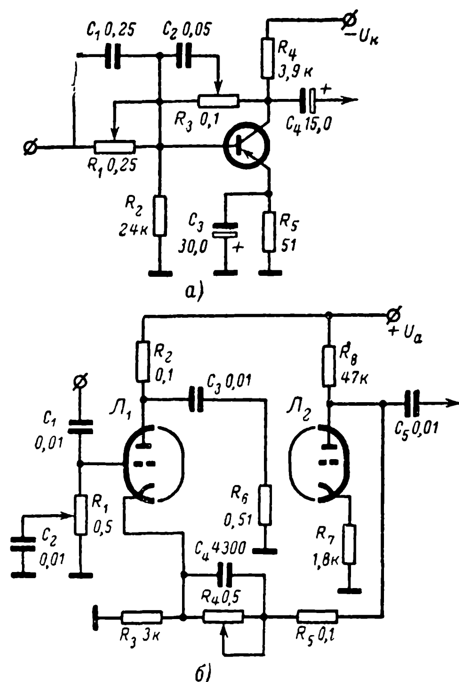



Рис 14-30. Схемы комбинированных регуляторов тембра в цепи усиления сигнала, и в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

*а* — на транзисторах; *б* — на радиолампах.

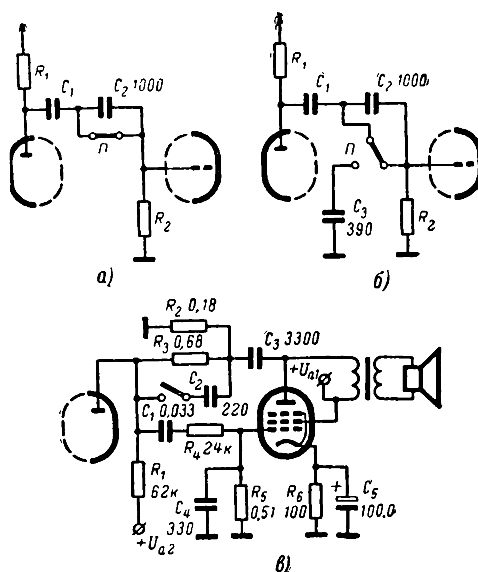



Рис. 14-31. Схемы простых тон-регистров на два положения. «речь» и «музыка» (переключатели показаны в положении «музыка»).

*а* и *б* — с переключателем в цепи усиления сигнала; *в* — с использованием частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

конденсатор $C_1$ оказывается включенным параллельно резистору $R_1$, на катод лампы $Л_1$ подается полное напряжение отрицательной обратной связи и ослабление усиления на верхних звуковых частотах становится максимальным. По мере передвижения движка потенциометра вверх напряжение отрицательной обратной связи на катоде лампы для верхних звуковых частот уменьшается и усиление на этих частотах возрастает.

Схема на рис. 14-29, *б* отличается от ранее рассмотренной тем, что регуляторы тембра нижних $R_5$ и верхних $R_4$ звуковых частот помещены в различных цепях отрицательной обратной связи. Благодаря этому здесь почти исключено влияние одного регулятора на другой в процессе регулирования тембра.

Еще одна схема (рис. 14-29, *в*) отличается симметричным размещением между лампами регуляторов тембра нижних ($R_3$) и верхних ($R_5$) звуковых частот. Усиление каскада на средней частоте звукового диапазона близко к единице. Действует эта схема так: когда движки потенциометров $R_3$ и $R_5$ находятся в среднем положении, частотная характеристика каскада равномерна; по мере перемещения движков потенциометров в ту или иную сторону изменяется глубина отрицательной обратной связи, а это, в свою очередь, приводит к изменению усиления на соответствующих частотах. Достоинство этой схемы регулирования тембра — большая крутизна срезов частотной характеристики, которая почти не изменяется при регулировании.

В качестве примера комбинированного использования схем регулирования тембра, когда один из регуляторов помещен в цепи усиления, а другой находится в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи, могут служить схемы на рис. 14-30. В схеме на рис. 14-30, *а*, регулятор тембра нижних звуковых частот $R_1$ помещен в цепи усиления сигнала, а регулятор тембра верхних звуковых частот $R_3$ — в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи. В схеме на рис. 14-30, *б*, наоборот, регулятор тембра нижних звуковых частот $R_4$ помещен в цепи отрицательной обратной связи, а регулятор тембра верхних звуковых частот $R_1$ — в цепи усиления сигнала.

Схемы регуляторов тембра, приведенные выше, могут быть использованы как в ламповых, так и в транзисторных усилителях низкой частоты вне зависимости от того, с какими приборами они показаны. Важно лишь подобрать соответствующие элементы схем, учитывая особенности радиоламп или транзисторов.

*Переключатели тембра — тон-регистры* позволяют простым нажатием клавиши или кнопки изменять частотную характеристику усилителя низкой частоты, т. е. легко и быстро установить тембр звучания, при котором прослушиваемая программа звучит наиболее приятно.

В простейшем случае тон-регистр может иметь два положения: «речь» и «музыка». В схеме на рис. 14-31, *а* это достигается введением последовательно с разделительным конденсатором $C_1$ дополнительного конденсатора $C_2$, который в положении «музыка» закорочен переключателем *П*. При нажатии на кнопку «речь» контакты размыкаются, общая емкость разделительного конденса-

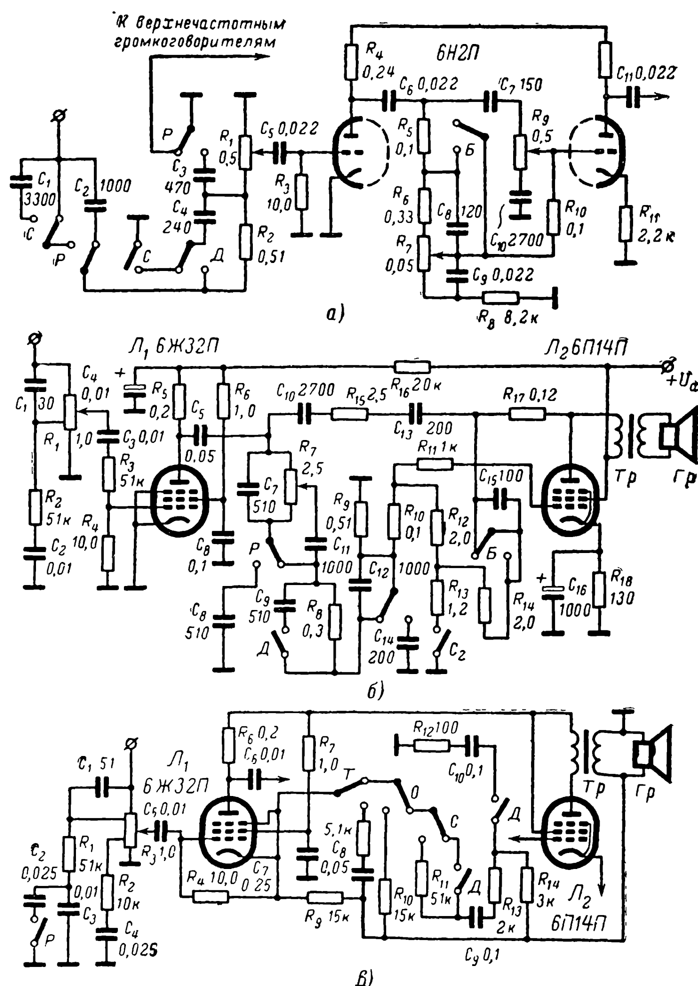



Рис. 14-32. Схемы сложных тон-регистров на пять положений.

*а* — с тон-регистром на входе усилителя; *б* — с тон-регистром, помещенным между каскадами предварительного усиления; *в* — с тон-регистром в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

тора $(C_1+C_2)$ уменьшается, что приводит к заметному ослаблению нижних звуковых частот, устраняя неприятное бубнение при прослушивании речевых передач.

В другой схеме (рис. 14-31, *б*) при нажатии на кнопку «речь», помимо включения конденсатора $C_2$, ослабляющего усиление на нижних звуковых частотах, дополнительно включается еще и конденсатор $C_3$, ослабляющий усиление на верхних частотах звукового диапазона. Это еще больше сужает полосу воспроизведения усилителя до наиболее благоприятной для прослушивания речевых программ.

Схема, показанная на рис. 14-31, *в*, отличается от предыдущих лишь тем, что переключатель тембра здесь помещен в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

В схемах, приведенных на рис. 14-31, кнопка «музыка» контактов не имеет и служит лишь для возврата кнопки «речь» в исходное положение. При нажатии на кнопку «музыка» частотная характеристика усилителя приобретает свою первоначальную форму.

Более сложные схемы тон-регистров, имеющие переключатель на пять положений, приведены на рис. 14-32. Наиболее простая из них, где основные контакты переключателя тембра помещены на входе низкочастотного тракта, показана на рис. 14-32, *а*. Эта схема имеет кнопки «речь» (*Р*), «соло» (*С*), «джаз» (*Д*), «бас» (*Б*) и «оркестр» (*О*). Как и в предыдущих случаях, кнопка «оркестр» контактов не имеет и служит для возврата остальных кнопок в исходное положение. Следует отметить, что кнопка «бас», резко увеличивающая усиление нижних звуковых частот, обычно имеет самостоятельное включение и выключение, независимое от положения других кнопок. Этим достигается дополнительное увеличение воспроизведения нижних звуковых частот и одновременно исключается из схемы плавный регулятор тембра нижних звуковых частот — потенциометр $R_7$.

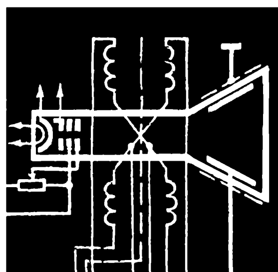
Тон-регистр, схема которого приведена на рис. 14-32, *б*, имеет те же пять положений, но переключатель помещен не на входе усилителя, а после каскада предварительного усиления напряжения низкой частоты. Помимо этого, в рассматриваемой схеме часть контактов переключателя тон-регистра помещена в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи.

В следующей схеме тон-регистра (рис. 14-32, *в*) почти все переключатели тембра находятся в цепи частотно-зависимой отрицательной обратной связи. Отличие этой схемы от предыдущих заключается в том, что здесь все пять кнопок — «речь» (*Р*), «оркестр» (*О*), «соло» (*С*), «джаз» (*Д*) и «танцевальная музыка» (*Т*) — имеют контакты в переключателе, а также отсутствует кнопка «бас».

В заключение следует отметить, что при пользовании тон-регистром можно одновременно включать две или три кнопки, подбирая наиболее приятное звучание для каждой конкретной программы в отдельности. Однако при применении тон-регистра в усилителе низкой частоты, работающем с акустической системой объемного звучания, во время прослушивания речевых передач одна из групп контактов кнопки «речь» должна отключать верхнечастотные громкоговорители, что позволяет избежать неприятной на слух «расплывчивости» звучания. Отключение верхнечастотных громкоговорителей предусмотрено, например, в схеме тон-регистра на рис. 14-32, *а*. В большинстве схем, помимо тон-регистра, можно еще пользоваться и плавными регуляторами тембра. Все это позволяет слушать разнообразные программы с большой верностью воспроизведения.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шифман Д. Х., Громкоговорители, изд-во «Энергия», 1965
2 Дрейзен И Г., Электроакустика и звуковое вещание, Связьиздат, 1961
3. Иофе В. К., Электроакустика, Связьиздат, 1954.
4. Иофе В. К., Ямпольский А. А., Расчетные графики и таблицы по электроакустике, Связьиздат, 1954.
5. Эфруси М М, Акустическое оформление громкоговорителей, Госэнергоиздат, МРБ, вып. 441, 1962.



# РАЗДЕЛ 15

# ТЕЛЕВИДЕНИЕ



СОДЕРЖАНИЕ



## 15-1. ОБЩИЕ ПРИНЦИПЫ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Для передачи изображений объектов на расстояние по электрическим каналам связи применяются различные *телевизионные системы*.

Передаваемое оптическое изображение объектов в общем случае характеризуется распределением яркостей и цветовой насыщенности отдельных его элементарных участков. Для того чтобы телевизионное изображение, воспроизводимое на экране приемной установки, наиболее полно соответство-

вало изображению передаваемого объекта, необходимо, чтобы в каждый момент времени передавалась и воспроизводилась информация о взаимном перемещении, распределении яркостей и цветовых оттенков многочисленных элементов передаваемого изображения.

В техническом отношении эта задача оказывается весьма сложной, поэтому при практической реализации телевизионных систем идут на ряд упрощений. Отказываются, например, от передачи объемности и цветности изображения. Передаются черно-белые полутоновые изображения, характеризующиеся распределением только уровней яркостей (от черного до белого) отдельных элементарных участков. В этом случае с помощью сравнительно простых приемников телевизионных сигналов можно воспроизвести черно-белое изображение хорошего качества, создающее достаточно полное представление о передаваемом объекте.

Процесс передачи оптических изображений по электрическому каналу связи сводится к следующим основным операциям. Передаваемое изображение преобразуется сначала в электрические сигналы, называемые обычно телевизионными видеосигналами. Эти сигналы усиливаются и передаются с помощью радиопередатчика или по кабелю к приемному устройству, где осуществляется обратное преобразование видеосигналов в оптическое изображение.

Схема телевизионной системы передачи приведена на рис. 15-1. Объект передачи (окружающие предметы или изображения) освещается источником света. Отраженные от объекта световые лучи фокусируются объективом и создают на светочувствительном элементе передающей телевизионной трубки оптическое изображение, которое затем преобразуется в электрические т е л е в и з и о н н ы е или в и д е о с и г н а л ы. После усиления видеосигналы подаются к радиопередатчику и используются для модуляции генерируемых высокочастотных колебаний. Высокочастотные колебания, излученные антенной радиопередатчика в пространство, воспринимаются антенной приемной установки. Приемник отбирает нужные сигналы, усиливает и детектирует их, в результате чего выделяются видеосигналы, аналогичные сигналам, снимаемым с выхода передающей телевизионной трубки. Полученные таким образом сигналы изображения подаются на модулирующий электрод приемной телевизионной трубки (кинескоп), в которой осуществляется обратное преобразование электрических сигналов в видимое на экране этой трубки изображение.

Таким образом, телевизионная система при передаче черно-белого изображения должна преобразовать распределение яркостей многочисленных участков изображения в электрические сигналы, передать эти сигналы на приемную сторону и осуществить обратное преобразование принятых сигналов в соответствующее распределение яркостей участков изображения на экране кинескопа приемной установки.

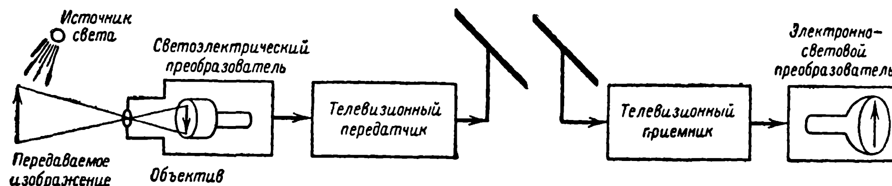



Рис. 15-1. Общая схема телевизионной передачи.

В современных телевизионных системах используется принцип п о о ч е р е д н о й передачи элементов изображения, при котором выделение участков передаваемого изображения и соответственно преобразование яркостей этих участков в электрические сигналы производится последовательно. Процесс поочередного преобразования яркостей элементарных участков передаваемого изображения в электрические сигналы называют р а з в е р т к о й и з о б р а ж е н и я.

В большинстве случаев изображение на приемной стороне наблюдается одновременно с его передачей. Однако визуальное наблюдение изображения может быть заменено документальной регистрацией, например путем фотографирования с экрана телевизора.

### Развертка изображения

Сущность развертки изображения сводится к тому, что анализирующий элемент (считывающий луч) поочередно обходит все участки плоскости передаваемого изображения в определенном порядке и с определенной скоростью.

Порядок обхода участков изображения, называемый з а к о н о м р а з в е р т к и, связывает координаты $x$ и $y$ элементов плоскостного изображения с координатой времени:

$$x = f_1(t);$$
$$y = f_2(t).$$

Путем последовательного обхода изображения осуществляется переход от двухмерной координатной системы к одномерной временной зависимости, при которой распределения яркостей элементов изображения, преобразованные в изменения напряжения (тока) во времени, могут передаваться по одноканальной линии связи.

Процесс последовательного разложения передаваемого изображения должен быть многократным и прерывистым. Только в этом случае имеется возможность передачи изменяющихся по содержанию, в том числе и подвижных, изображений и восприятия их на приемной стороне при визуальном наблюдении, причем время одного цикла развертки и передачи не должно быть больше некоторой определенной величины, определяемой физиологическими свойствами (инерционностью) человеческого зрения.

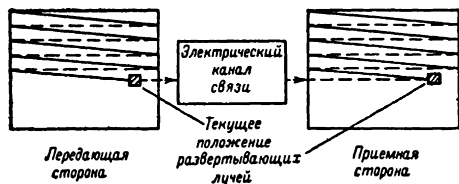



Рис. 15-2. Способ построчной (прогрессивной) развертки.

Существует несколько типов строчной развертки (спиральная, радиальная, синусоидальная, прогрессивная, чересстрочная и др.). Наиболее простая прогрессивная (построчная) развертка характеризуется тем, что считывающий луч пробегает горизонтальные строки (обычно слева направо) одну за другой сверху вниз (рис. 15-2). Движение считывающего луча по строке при этом происходит с постоянной скоростью. Переход к началу последующей строки происходит со значительно большей скоростью. Совокупность всех строк, на которые разложено изображение, образует один кадр изображения — растр.

Смена кадров производится так называемой кадровой разверткой.

В процессе развертки изображения средняя яркость каждого его элементарного участка преобразуется в пропорциональный этой яркости электрический сигнал, в результате чего на выходе передающей телевизионной трубки образуется электрическое напряжение, изменяющееся во времени в соответствии с распределением яркостей элементарных участков изображения, располагаемых в порядке развертки. Полученный таким образом видеосигнал после необходимых преобразований подается по каналу связи на приемную сторону (в телевизионный приемник).

Синтез световой картины происходит на экране электроннолучевой трубки (ЭЛТ) приемника. Световая точка, образуемая электронным пучком, перемещается по экрану приемной ЭЛТ по такому же закону, что и считывающий луч в передающей трубке. Поступающий по каналу связи на приемную сторону видеосигнал изменяет интенсивность электронного пучка, а следовательно, и яркость бегущей по экрану световой точки и тем самым воспроизводит на нем распределение яркостей элементарных участков, образуя изображение.

Воспроизводимое на экране приемной трубки изображение будет соответствовать передаваемому только в том случае, если движение световой точки на приемной стороне происходит синхронно с движением считывающего луча на передающей стороне. Для этого вместе с сигналами изображения передаются специальные синхронизирующие сигналы, которые поддерживают синхронность и синфазность разверток по кадрам и строкам на приемной и передающей установках телевизионной системы. Синхронизирующие сигналы называют соответственно кадровыми и строчными *синхронизирующими импульсами.*

Синхронизирующие импульсы передаются во время обратного хода развертки, когда анализирующий элемент на передающей стороне и синтезирующий луч в приемной установке проходит от конца предыдущей к началу последующей строки (кадра).

В общем случае развертка изображения должна производиться с такой скоростью, чтобы за время анализа одного кадра в передаваемом изображении не произошло существенных изменений. В противном случае эти изменения не будут воспроизведены на экране телевизора, а при некоторых обстоятельствах могут привести к искажению («смазыванию») изображения. Поэтому период кадровой развертки должен быть настолько мал, чтобы можно было практически пренебречь перемещением передаваемого изображения и его отдельных элементов за время кадра. В этом случае изображение движущегося объекта передается по телевизионной системе в виде серии неподвижных последовательных положений этого объекта. На приемном экране такая серия неподвижных изображений вследствие инерционности человеческого зрения воспринимается как движущееся изображение.

### Форма и частотный спектр сигнала изображения

В соответствии с принципом поочередного разложения изображения на элементарные участки и последовательной передачи во время средней яркости этих участков величина сигнала изображения является функцией времени. Ее мгновенное значение оказывается пропорциональным яркости передаваемого в данный момент элементарного участка изображения.

Если считать, что размеры анализирующего элемента весьма малы по сравнению с элементами изображения (рис. 15-3, *а*), то форма видеосигнала на выходе преобразующего устройства при линейной развертке луча (рис. 15-3, *б*) будет повторять форму кривой распределения яркостей каждой точки изображения. На рис. 15-3, *в* приведена форма видеосигнала при развертке строки $n — n$ передаваемого изображения. Этот сигнал имеет импульсный характер, унипо-

лярен и содержит среднюю составляющую. Величина средней составляющей за строку пропорциональна средней яркости строки изображения. Среднее значение сигнала за

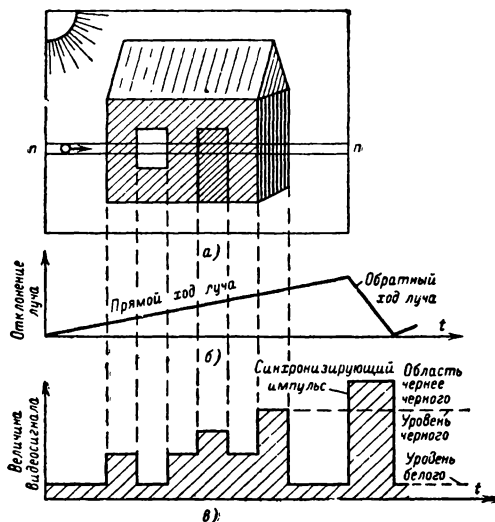



Рис. 15-3. Принцип формирования полного телевизионного сигнала.

время передачи одного кадра изображения определяется средней яркостью передаваемого изображения. На рис. 15-3, *в* показана примерная форма сигнала (негативного) при строчной структуре растра.

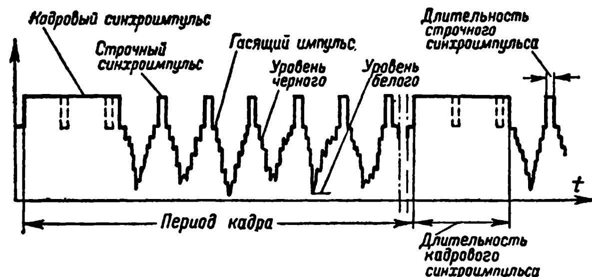



Рис. 15-4. Упрощенная форма телевизионного сигнала.

При передаче неподвижного изображения форма видеосигнала повторяется от кадра к кадру. В общем же случае видеосигнал апериодичен. Во время обратного хода развертки (по строкам и кадрам) видеосигнал обрывается. В эти отрезки времени на приемную сторону передаются специальные сигналы: кадровые и строчные синхронизирующие импульсы, кадровые и строчные гасящие импульсы. Упрощенная форма полного телевизионного сигнала, передаваемого на приемную сторону. приведена на рис. 15-4. В состав полного телевизионного сигнала гасящие импульсы вводятся для запирания передающей и приемной трубок на время обратного хода развертки для гашения их лучей.

Видеосигнал может располагаться относительно синхронизирующих импульсов так, что уровень сигнала, полученного от преобразования черных элементов изображения, будет выше уровня сигнала от преобразования белых элементов изображения. Такой телевизионный сигнал называют негативным. В других телевизионных системах при передаче светлых мест изображения амплитуда видеосигнала больше, чем при передаче темных мест (позитивный сигнал).

На приемной стороне видеосигнал фазируется (его полярность выбирается) так, чтобы при поступлении сигнала, соответствующего черным местам изображения, на экране трубки появилось темное пятно (луч трубки запирался), а при поступлении сигнала от светлых мест изображения приемная трубка открывалась (появилось светлое пятно на экране).

Видиосигнал имеет весьма широкий спектр частот по сравнению с сигналами звукового сопровождения. Высшая частота спектра определяется следующим соотношением:

$$f_{\text{высш}} = \frac{KZ^2 n}{2},$$

где $Z$ — число строк, приходящихся на один кадр;
$n$ — число кадров в секунду;
$K$ — формат кадра (отношение ширины кадра к его высоте).

Ширина спектра телевизионного сигнала определяется в основном детальностью передаваемого изображения и числом кадров в секунду.

Анализ спектра телевизионного сигнала показывает, что он является дискретным (прерывистым). Энергия спектра (рис. 15-5) сосредоточена около составляющих, кратных строчной и кадровой частотам. Кроме того, в спектре имеется средняя составляющая «нулевая частота» и примыкающие к ней инфранизкие частоты, соответствующие медленным изменениям яркости передаваемого изображения.

При многокадровой передаче неподвижных изображений общее выражение для со-

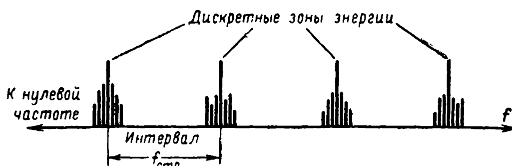



Рис. 15-5. Формирование спектра телевизионного сигнала.

ставляющих спектра видеосигнала имеет следующий вид:

$$nf_{стр} \pm mf_к,$$

где $f_{стр}$ — частота строчной развертки; $f_к$ — частота кадровой развертки; $n=1,2,3...$ — гармоники строчной частоты; $m=1,2,3...$ — гармоники кадровой частоты.

При передаче многокадровых подвижных изображений спектр видеосигнала имеет более сложную структуру. Около составляющих с частотами $nf_{стр} \pm mf_к$ появляются сплошные участки спектра. Между этими участками по-прежнему сохраняются провалы.

## 15-2. ОСОБЕННОСТИ ВОСПРИЯТИЯ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Визуальное наблюдение телевизионных изображений на экране приемной трубки при последовательной передаче элементов изображения основывается на использовании некоторых свойств человеческого зрения, от которых зависят также оценка качества телевизионного изображения и выбор основных параметров телевизионной системы.

Электромагнитные колебания с длиной волны 0,4—0,76 *мкм*, воздействуя на светочувствительный аппарат глаза, вызывают световое ощущение. Колебания различных длин световых волн в указанном диапазоне вызывают различные цветовые ощущения. Так, например, лучи с длиной волны 0,4 *мкм* воспринимаются глазом как синие, а с длиной 0,76 *мкм* — как красные. Волнам с длиной 0,55 *мкм* соответствует желтый цвет.

При совместном воздействии на светочувствительный аппарат глаза комбинаций световых лучей определенных длин волн может возникнуть ощущение любого цветового оттенка (в зависимости от интенсивности составляющих колебаний). Последним обстоятельством пользуются при построении систем цветного телевидения.

Светочувствительный аппарат глаза неодинаково реагирует на одинаковые по интенсивности световые потоки разных длин волн. На рис. 15-6 приведена кривая относительной чувствительности (видности) глаза, из которой следует, что глаз обладает избирательными по отношению к длинам волн световых колебаний свойствами. Глаз наиболее чувствителен к световым колебаниям с длиной волны $\lambda = 550$ Å (0,55 *мкм*), соответствующим желтому цвету.

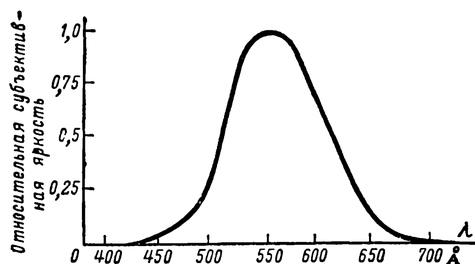



Рис. 15-6. Относительная чувствительность (видность) глаза.

Важной характеристикой всякого оптического изображения является его *контрастность*, под которой понимается отношение разности яркостей объекта $B_{об}$ и фона ($B_ф$), на котором он рассматривается, к яркости фона:

$$K = \frac{B_ф - B_{об}}{B_ф} \cdot 100\% \text{ (при } B_ф > B_{об});$$

$$K = \frac{B_{об} - B_ф}{B_ф} \cdot 100\% \text{ (при } B_ф < B_{об}).$$

Минимальная различимая относительная разница в яркостях фона и объекта, определяющая контрастную чувствительность зрения, составляет

$$K_{мин} = \frac{\Delta B}{B_ф} 100\%.$$

Можно считать $K_{мин} \approx 1\%$.

Глаз в равной степени реагирует на одинаковую относительную яркость $\Delta B/B$ независимо от абсолютного значения разности яркостей объекта и фона ($\Delta B = B_{об} - B_ф$).

Важнейшей характеристикой зрения является его разрешающая способность (острота зрения), определяемая наименьшим углом (углом разрешения), под которым видны раздельно две рядом расположенные точки рассматриваемого предмета. Чем выше острота зрения (меньше угол разрешения), тем более мелкие детали различает глаз. При нормальном зрении угол разрешения составляет 1—2 угловые минуты.

Инерционные свойства зрения можно пояснить следующим образом. При воздействии на глаз прерывистого светового потока кажущаяся максимальная яркость будет зависеть от интенсивности и длительности воздействия потока. Нарастание кажущейся яркости происходит по закону возрастающей экспоненциальной функции

$$B = B_{макс}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}}\right),$$

где $B$ — текущее значение яркости, воспринимаемое глазом;
$B_{макс}$ — максимальное значение кажущейся яркости;
$\tau_1$ — постоянная времени, характеризующая инерционность возбуждения глаза.

После прекращения воздействия светового потока световое ощущение исчезает не сразу. Кажущаяся яркость $B$ при этом уменьшается также по экспоненциальному закону

$$B = B_0 e^{-\frac{t}{\tau_2}},$$

где $B_0$ — яркость светового источника, возбуждающего глаз;

$\tau_2$ — постоянная времени, характеризующая инерционность глаза при спадании (затухании) яркости.

Кажущаяся яркость при мгновенном возникновении светового потока нарастает значительно быстрее, чем происходит ее убывание при исчезновении светового потока, т. е. постоянная времени возбуждения глаза значительно меньше постоянной времени затухания ($\tau_1 < \tau_2$). Этим объясняется быстрое восприятие изменений яркости и запоминание их на некоторое время, что способствует созданию иллюзии целостности воспринимаемого изображения при последовательной передаче элементов этого изображения.

Поскольку $\tau_1 < \tau_2$, то под инерционностью зрения обычно понимают его способность сохранять световое ощущение после прекращения воздействия светового потока. Эта способность оценивается постоянной времени $\tau_2$. Инерционность зрения способствует воспроизведению движения передаваемого изображения при достаточно быстрой последовательной смене однокадровых неподвижных изображений, воспроизводимых перед наблюдателем.

Эффект воспроизведения достаточно плавного движения достигается при передаче 24—25 кадров в секунду. Однако при этом заметны значительные мелькания, утомляющие глаз. Ощущение мельканий пропадает, если частота смены кадров при построечной развертке достигает 48—60 *гц*.

## 15-3. ПЕРЕДАЮЩИЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ТРУБКИ

Передающая трубка должна иметь высокую чувствительность, работать в широком диапазоне освещенностей сюжетов передачи, правильно воспроизводить световые градации, иметь высокую разрешающую способность и высокое отношение сигнал/шум на выходе трубки.

### Передающие трубки с накоплением зарядов

С увеличением числа элементов, на которые раскладывается передаваемое изображение, размер этих элементов уменьшается, вследствие чего уменьшаются поток отраженной от них энергии и время, в течение которого происходит светоэлектрическое преобразование одного элемента изображения. Поэтому с увеличением числа элементов разложения при использовании в качестве светоэлектрических (фотоэлектронных) преобразователей обычных фотоэлементов чувствительность преобразователя передающей части телевизионной системы оказывается очень малой. Даже при очень сильном освещении сюжета передачи на выходе фотоэлектронного преобразователя получается весьма слабый сигнал, соизмеримый с флуктуационными шумами преобразователя.

В современных передающих телевизионных трубках для увеличения их чувствительности используется принцип накопления зарядов. Сущность этого принципа поясняет схема, представленная на рис. 15-7.

В вакуумной колбе располагается **мишень** (рис. 15-7, *а*) — пластинка из слю-

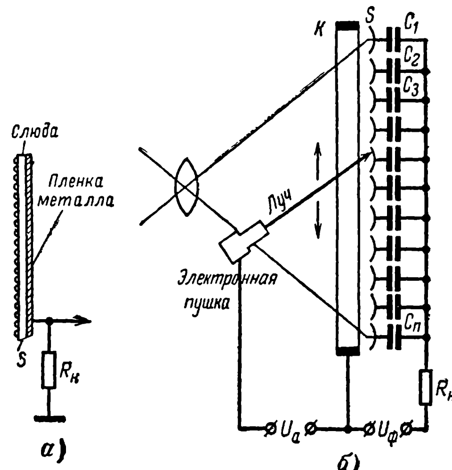



Рис. 15-7. Схема передающей трубки с накоплением зарядов.

ды, на одной стороне которой нанесено множество **фотоэлектронных катодов** $S$ (элементов, способных эмиттировать фотоэлектроны под действием падающего света). С другой стороны на эту пластинку наносится слой металла — сигнальный электрод. Каждый из фотоэлектронных катодов вместе с сигнальным электродом образует элементарные емкости $C_1$, $C_2$, ..., $C_n$. Слюдяная пластина служит диэлектриком (рис. 15-7, *б*). Общим анодом всех элементарных фотокатодов $S$ является металлическое кольцо-коллектор $K$, помещенное перед мишенью. Под действием спроецированного на мишень оптического изображения каждый из ее фотокатодов эмиттирует электроны, которые улавливаются коллектором. При этом в цепи каждого фотоэлектронного катода под действием напряжения $U_ф$, подводимого к коллектору, будет протекать фотоэлектронный ток, заряжающий элементарный накопительный конденсатор $C_1$, $C_2$, ..., $C_n$. Величина зарядного тока каждого конденсатора зависит от светового потока, падающего на соответствующий фотокатод. В результате за период кадровой развертки на конденсаторах $C_1$, $C_2$, ..., $C_n$ накапливаются заряды, образующие своеобразный «потенциальный рельеф», т. е. электрическое отображение распределения яркостей передаваемого изображения.

Процесс преобразования оптического изображения в видеосигнал завершается электронным лучом, который поочередно

(в соответствии с законом развертки) быстро разряжает накопительные конденсаторы (восполняет выбитые из катодов электроны) через нагрузочное сопротивление $R_н$, на котором выделяется напряжение видеосигнала. При использовании принципа накопления чувствительность фотоэлектронного преобразователя (размах видеосигнала на его выходе) теоретически должна увеличиться во столько раз, во сколько время заряда накопительных конденсаторов (период кадровой развертки) больше времени разряда (время нахождения луча на элементарном катоде) при коммутации. Реальный же выигрыш из-за наличия пространственного заряда в трубке и ряда других особенностей работы передающих трубок с накоплением зарядов оказывается меньшим.

Формирование и фокусировка электронного луча в приемных и передающих электроннолучевых трубках производятся с помощью находящейся внутри трубки **электронной пушки** (прожектора, см. т. 1, § 8-9). Схема электронной пушки приведена на рис. 15-8.

В непосредственной близости от поверхности катода располагается управляющий электрод, через который проходят электроны, вылетевшие с поверхности катода. К управляющему электроду прикладывается отрицательное напряжение (по отношению к катоду), с изменением величины которого изменяется количество электронов (ток луча). Управляющий электрод, кроме того, производит предварительную фокусировку электронного луча, т. е. придает его сечению круглую форму определенного диаметра.

Дальнейшая фокусировка осуществляется в системе электростатических полей первого и второго анодов.

На первый анод по отношению к катоду подается положительное напряжение, ускоряющее движение электронов от катода. На

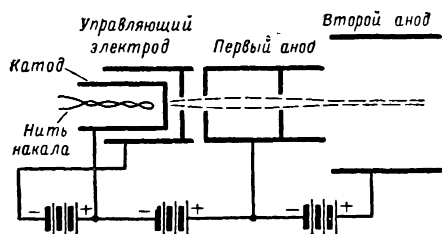



Рис. 15-8. Схема электронной пушки.

колбах всех приемных и некоторых типов передающих трубок наносится металлизированное покрытие, служащее вторым ускоряющим анодом, к которому подводится еще более высокое напряжение, чем на первый анод.

Для того чтобы электронный луч, падающий на пластинку с потенциальным рельефом передающей трубки, имел нужный (весьма малый) диаметр, его надо **сфокусировать**. Для этого специально под( рают напряжения на электродах трубки взаимное расположение электродов (см. т § 8-9). Так, например, между управляющ электродом и первым анодом, а также ме ду первым и вторым анодами из-за на/ чия разности потенциалов между эти электродами образуются определенн формы эквипотенциальные поверхнос

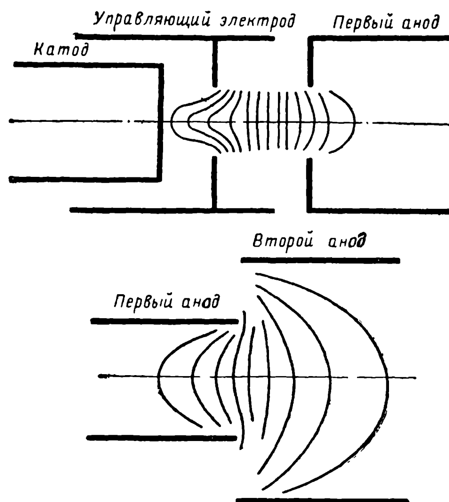



Рис. 15-9. Форма эквипотенциальных поверхн( стей электрического поля в электроннолучево трубке.

(рис. 15-9). В зависимости от формы и рас положения электродов и от соотношения и потенциалов можно осуществлять электрс статическую фокусировку луча.

Фокусировка луча может осуществлять ся также продольным магнитным полем т. е. таким полем, магнитные силовые линии которого направлены вдоль оси луча. Дл: **магнитной фокусировки** приме няются два типа катушек: длинные и корот кие. Витки длинной катушки распределень вдоль всего пути электронного луча. Внут ри таких катушек магнитное поле можнс считать практически однородным. У короткой фокусирующей катушки витки сосредоточе ны на небольшом участке пути движения электродов. Магнитное поле таких катушек неоднородно.

Электрон в однородном магнитном поле создаваемом длинной катушкой, будет двигаться по винтовой линии. Радиус кривизны этой линии определяется выражением

$$R = \frac{m}{e}\,\frac{v_2}{H},$$

где $m/e$ — отношение массы электрона к его заряду;

$v_2$ — составляющая скорости электрона, перпендикулярная магнитным силовым линиям;

$H$ — напряженность магнитного поля.

Задачей фокусировки является задание электрону такой траектории движения, при которой он, выйдя из точки $A$, пришел бы

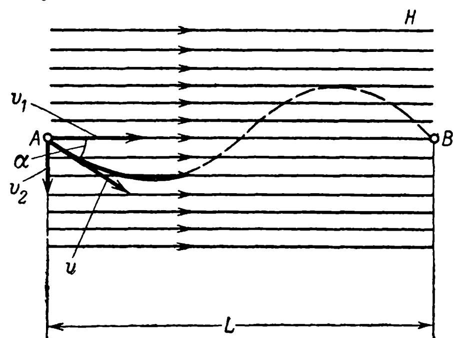



Рис. 15-10. Траектория движения электронов.

в точку $B$ (рис. 15-10). Длина окружности, по которой движется электрон, составляет:

$$l = 2\pi R = 2\pi \frac{m}{e} \frac{v_2}{H}.$$

При скорости движения по окружности, равной $v_2$, продолжительность полного оборота электрона будет:

$$T = \frac{l}{v_2} = 2\pi \frac{m}{eH}.$$

Из последнего выражения следует, что период вращения электрона не зависит от направления и величины скорости электрона и определяется только напряженностью магнитного поля, создаваемого катушкой.

Длина одного витка спирали будет зависеть от продольной скорости электрона. Так как продольная скорость у всех электронов луча практически одинакова, то можно считать, что при заданной величине напряженности магнитного поля $H$ все электроны, одновременно вылетевшие с катода под разными (небольшими) углами, соберутся снова вместе в некоторой точке. Расстояние точки сбора от точки вылета будет определяться при постоянных ускоряющих напряжениях только напряженностью магнитного поля. Изменяя величину $H$ (величину тока в фокусирующей катушке), можно совмещать точку сбора электронов в нужной плоскости, перпендикулярной оси трубки.

При фокусировке луча короткой катушкой электроны не успевают сделать полного оборота. Однако ту часть оборота, которую совершают все электроны луча, находясь в магнитном поле катушки, они проходят за одинаковое время и, таким образом, снова собираются в одну точку, если углы их вылета невелики, а скорость одинакова.

**Передающая трубка типа иконоскоп**

Первым типом передающей трубки, практически позволившей осуществить переход от телевизионных систем с механической разверткой к электронным телевизионным системам, явилась трубка, названная иконоскопом (рис. 15-11). Она представляет собой стеклянную колбу цилиндрической формы с боковым отростком, в котором располагается электронный прожектор. Фокусируется луч электростатическим полем, а отклоняется магнитным полем, создаваемым с помощью катушек, надеваемых на горловину отростка. Важнейшим элементом трубки является мозаичный фотоэлектронный катод, представляющий собой слюдяную пластинку с нанесенными на ней мельчайшими серебряно-цезиевыми фотоэлектронными катодами.

Мозаичная мишень расположена в задней части колбы иконоскопа. Перед мишенью установлено кольцо — коллектор.

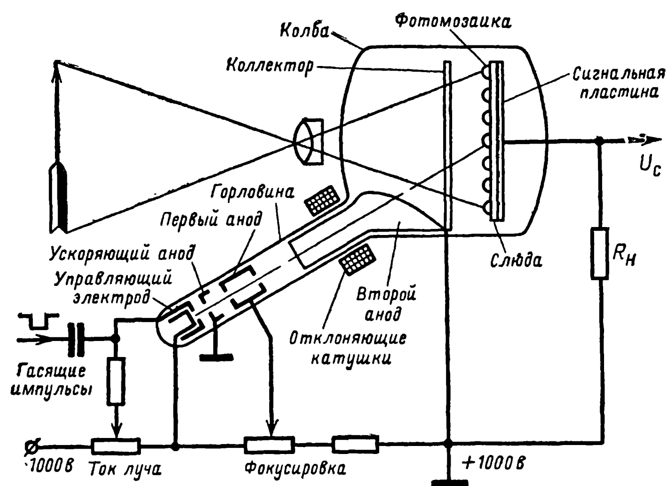



Рис. 15-11. Передающая трубка иконоскоп.

При проектировании на фотомозаику передаваемого изображения на элементарных накопительных конденсаторах образуется потенциальный рельеф.

Электронный коммутирующий луч, прочерчивая в соответствии с установленным порядком развертки всю поверхность мозаики, периодически на короткое время покрывает каждое из ее зерен.

Электроны луча, падая на каждую из точек мишени, «выбивают» из них вторичные электроны, количество которых в результате вторичной эмиссии в 4—5 раз больше числа упавших, поэтому каж-

дое из зерен мозаики после смещения с него луча оказывается заряженным до одинакового (равновесного) потенциала (около +3 *в*).

Зарядные токи элементарных конденсаторов, пропорциональные освещенности, при коммутации потенциального рельефа электронным лучом протекают по нагрузочному сопротивлению и образуют на нем напряжение видеосигнала.

Потенциал зерен мозаики после смещения с них луча постепенно убывает и становится таким, каким он был до коммутации. Уменьшение потенциала происходит за счет оседания вторичных электронов, выбитых лучом из других зерен мозаики и не достигших анода (коллектора). Вторичные электроны, не попавшие на коллектор, образуют перед мозаикой пространственный заряд, который препятствует вылету фотоэлектронов из мозаики под действием светового потока, что существенно уменьшает чувствительность иконоскопа. Используется иконоскоп только при студийных передачах. При хорошей освещенности передаваемого объекта он позволяет получить высокую четкость изображения и хорошую передачу градаций яркости.

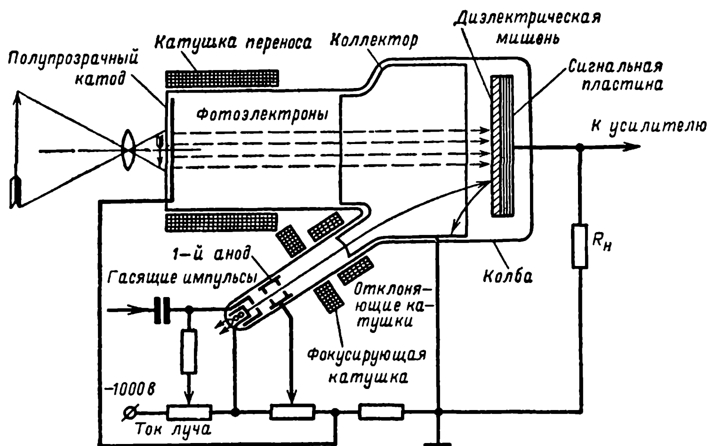



Рис. 15-12. Передающая трубка иконоскоп с переносом изображения.

К недостаткам иконоскопа, кроме его малой чувствительности, относятся трапецеидальные искажения растра и наличие так называемого «черного пятна».

Трапецеидальные искажения возникают из-за того, что ось электронного прожектора по отношению к плоскости мозаики расположена под некоторым углом. Для устранения этих искажений ток в строчных отклоняющих катушках иконоскопа модулируется пилообразным напряжением кадровой развертки.

Эффект черного пятна (затемнение отдельных участков изображения) возникает из-за неравномерного оседания на мозаику вторичных электронов, не попавших на коллектор. Устраняется черное пятно вводом в телевизионный сигнал компенсирующих сигналов от специального генератора.

### Иконоскоп с переносом изображения

Дальнейшее усовершенствование передающей трубки типа иконоскопа состоит в том, что в качестве светочувствительной поверхности используется не мозаичная мишень, а сплошной полупрозрачный фотокатод, работающий на просвет (рис. 15-12). Нанесен он в виде тонкой пленки на внутреннюю поверхность передней стенки стеклянного баллона трубки.

У задней стенки колбы установлена мишень, представляющая собой тонкую диэлектрическую пластинку, покрытую с обратной стороны металлическим слоем, выполняющим роль сигнального электрода. Поверхность мишени, обращенная к фотокатоду, обладает большим коэффициентом вторичной эмиссии и большим поверхностным сопротивлением. В боковом цилиндрическом отростке, приваренном к колбе, установлена электронная пушка, формирующая луч. Управление и фокусировка луча производятся так же, как и в иконоскопе.

На переднюю часть колбы (непосредственно у фотокатода) надевается длинная фокусирующая катушка (катушка переноса), создающая равномерное магнитное поле.

Преобразование оптического изображения в видеосигнал в иконоскопе с переносом изображения происходит следующим образом. На полупрозрачный фотокатод трубки посредством объектива проецируется передаваемое изображение. При этом элементарные участки фотокатода эмиттируют фотоэлектроны в количестве, пропорциональном освещенности участков. Под действием ускоряющего электрического поля фотоэлектроны устремляются к мишени по спиральным траекториям вдоль линий магнитного поля, создаваемого катушкой переноса.

При переносе электронного изображения поверхность мишени подвергается бомбардировке фотоэлектронами. За счет большого коэффициента вторичной эмиссии поверхности мишени на последней образуется глубокий потенциальный рельеф (с бо́льшими перепадами уровней между элементами, чем на фотокатоде). Уровни этого рельефа распределены по поверхности соответственно распределению яркостей элементов передаваемого изображения, так как плотность фотоэлектронного потока, бомбардирующего мишень, пропорциональна освещенности по-

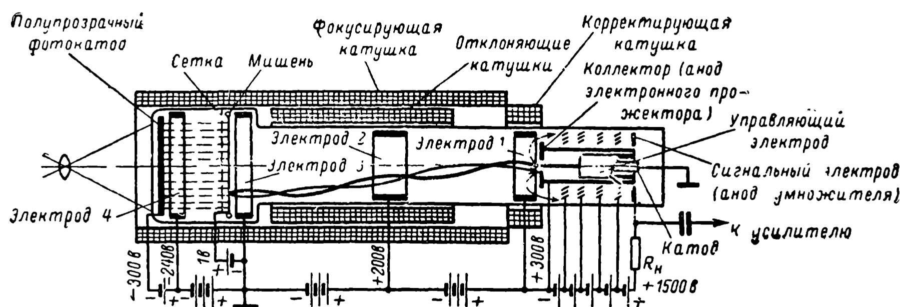



Рис. 15-13. Передающая трубка ортикон с переносом изображения.

верхности катода. Процесс дальнейшего преобразования потенциального рельефа в видеосигнал с помощью электронного луча такой же, как и в иконоскопе.

Существенным преимуществом иконоскопа с переносом изображения является то, что фотоэлектронный катод наносится непосредственно на переднюю стенку колбы. При этом имеется возможность проецировать на фотокатод передаваемые изображения с помощью короткофокусных светосильных объективов, что также значительно повышает чувствительность передающей телевизионной установки.

В результате этого чувствительность иконоскопа с переносом изображения примерно в 10 раз больше, чем чувствительность обыкновенного иконоскопа. Это происходит из-за большей чувствительности полупрозрачного фотокатода по сравнению с мозаичным, а также из-за того, что образование потенциального рельефа на мишени производится ускоренными фотоэлектронами. Это позволяет использовать его в условиях естественной освещенности.

Иконоскоп с переносом изображения имеет несколько меньшую четкость изображения из-за неоднородности магнитного поля катушки переноса. Кроме того, этому виду трубки, так же как и иконоскопу, свойственны трапецеидальные искажения растра и эффект черного пятна. Компенсация указанных искажений осуществляется так же, как в иконоскопе.

### Ортикон с переносом изображения

В этом типе трубки осуществляется перенос электронного изображения, образуемого на полупрозрачном фотоэлектронном катоде, на двустороннюю диэлектрическую мишень (рис. 15-13).

Отличительной особенностью ортикона с переносом изображения является то, что для коммутации потенциального рельефа в нем используется луч «медленных» (летящих с малой скоростью) электронов, а для усиления выходного видеосигнала внутри трубки вмонтирован электронный умножитель.

На мишени трубки потенциальный рельеф образуется со стороны, обращенной к фотоэлектронному катоду. Вследствие электростатической индукции такой же потенциальный рельеф образуется на другой стороне мишени, обращенной к коммутирующему электронному лучу.

Электронный луч, развертываемый по строкам и кадру с помощью катушек развертки, поочередно «снимает» потенциальный рельеф с мишени, нейтрализуя заряды, накопленные на мишени. При этом возникает обратный электронный поток, сила которого изменяется в зависимости от глубины потенциального рельефа. Этот обратный ток усиливается вторично-электронным умножителем, расположенным внутри трубки, и образует видеосигнал изображения на нагрузочном сопротивлении трубки.

Как отмечалось выше, важнейшие недостатки иконоскопа состоят в наличии черного пятна и трапецеидальных искажений растра. Применение двусторонней мишени дало возможность производить считывание потенциального рельефа с обратной стороны и разместить электронную пушку по оси трубки. Это исключает трапецеидальные искажения растра.

Использование для коммутации потенциального рельефа пучка медленных электронов позволило устранить эффект черного пятна. Это объясняется тем, что электроны из-за тормозящего поля падают на коммутируемую мишень с очень малой скоростью и поэтому не выбивают вторичных электронов, которые в иконоскопе и иконоскопе с переносом изображения создают перед мишенью электронное облако (пространственное скопление электронов), затемняющее изображение.

Серийные иконоскопы с переносом изображения дают четкость передаваемого изображения 625 строк и могут работать при освещенности порядка 1,5 *лк*.

Современные трубки этого типа путем усложнения их конструкции могут быть изготовлены с чувствительностью порядка 10 *лк*, при которой телевизионное наблюдение можно производить в условиях безлунной ночи. Разрешающая способность при этом существенно уменьшается (до 100—200 строк).

### Видиконы

За последнее время, особенно в телевизионных системах прикладного назначения, все чаще используются передающие трубки, работающие на основе использования внутреннего фотоэлектронного эффекта, называемые видиконами (рис. 15-14).

Недостатком трубки этого типа является сравнительно большая инерционность, препятствующая ее использованию для передачи движущихся изображений. Инерционность трубки может быть уменьшена путем специальной обработки фотоэлектронного сопротивления, однако при этом уменьшается и ее чувствительность.

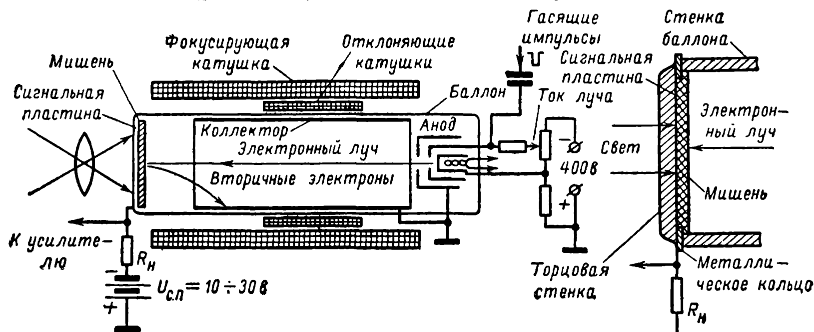



Рис. 15-14. Передающая трубка видикон.

Видиконы имеют примерно такие же чувствительность и разрешающую способность, что и ортиконы с переносом изображения, однако значительно проще по конструкции и более удобны в эксплуатации.

Проводящий слой (сигнальная пластина) нанесен на внутреннюю сторону торцовой стенки колбы трубки. От этого слоя с помощью металлического кольца сделан вывод наружу. На проводящий слой нанесен тонкий (1—2 *мк*) слой фотоэлектронного сопротивления (селен в аморфной модификации, трехсернистая сурьма, сернистый кадмий и т. д.).

При освещении фотоэлектронного сопротивления между его левой и правой сторонами образуются проводящие каналы. Проводимость этих каналов пропорциональна освещенности элементарного участка фотоэлектронного сопротивления. За период кадра между правой и левой сторонами мишени происходит перераспределение электронов тем более значительное, чем больше проводимость элементарного участка.

На элементарных конденсаторах, которые включены параллельно проводящим каналам, за период кадровой развертки образуется потенциальный рельеф. Уровни этого рельефа распределены в соответствии с освещенностью участков мишени.

Считывание потенциального рельефа в видиконе может производиться в режиме медленных и быстрых электронов. Наиболее эффективной является работа трубки в режиме медленных электронов. Нужный режим работы трубки задается подбором величин напряжений на электродах трубки. Сигнал изображения снимается с резистора нагрузки, включенного в цепь сигнальной пластины.

## 15-4. ПРИЕМНЫЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ТРУБКИ

Преобразование принятых телевизионных сигналов в видимое изображение производится на приемной стороне системы с помощью электроннолучевых трубок с люминесцирующим экраном. Такие трубки называют кинескопами.

Различают приемные трубки для непосредственного воспроизведения и проекционные приемные трубки. Трубки первого типа используются в телевизионных приемниках индивидуального пользования, трубки же второго типа применяются в проекционных телевизионных установках, имеющих большой экран и предназначенных для коллективного пользования.

Экран приемной трубки представляет собой слой люминофора, нанесенный на внутреннюю сторону колбы. При ударе о частицы люминофора электронов, летящих с большой скоростью, экран в месте падения электронов светится. Яркость свечения элемента экрана пропорциональна числу приходящих на него в единицу времени электронов (ток луча). В зависимости от химического состава люминофора цвет свечения экрана может быть синим, красным, зеленым, голубым и т. п. Для получения белого свечения люминофор приготовляют из механической смеси двух или нескольких люминофоров, цвета свечения которых дают суммарный белый цвет (см. также т. 1, § 8-9).

Чтобы повысить эффективность свечения экрана, применяют металлизацию (покрытие весьма тонкой металлической пленкой) поверхности люминофора, обращенной к электронному прожектору. Светоотдача эк-

рана при этом возрастает, так как металлическая пленка служит как бы зеркалом, отражающим испускаемые люминофором световые лучи в сторону наблюдателя. Металлизация экранов повышает контрастность воспроизводимого изображения, предохраняет люминофор от разрушения при бомбардировке его тяжелыми ионами, прилетающими в небольшом количестве вместе с электронами. У трубок с металлизированными экранами анодное напряжение должно быть повышенным, так как электронный луч пронизывает металлический слой с некоторой потерей энергии. Поэтому при небольших анодных напряжениях металлизированный экран менее эффективен, чем обычный.

При воспроизведении изображения каждый из участков экрана бомбардируется электронами в течение короткого времени, равного длительности передачи элемента изображения, через интервалы, равные периоду кадровой развертки.

По окончании бомбардировки элементарный участок экрана продолжает некоторое время еще светиться. Время послесвечения люминофора является важной его характеристикой. В кинескопах, используемых для воспроизведения движущихся изображений послесвечение длится $10^{-2}$—$10^{-3}$ *сек.*

Известны два типа приемных электроннолучевых трубок — с электромагнитным и электростатическим управлением лучом. В телевидении преимущественно применяются трубки с электромагнитным управлением. В них отклонение луча по строкам и кадру осуществляется магнитным полем соответствующих катушек, располагаемых снаружи горловины трубки. Трубка с электромагнитным управлением имеет меньшую длину по сравнению с трубкой с электростатическим управлением (при одинаковых размерах экрана и ускоряющих напряжениях), лучшее разрешение воспроизводимого изображения, а также более простую конструкцию. В современных кинескопах с электромагнитным управлением фокусировка луча производится с помощью как магнитных, так и электростатических полей.

Кинескоп с электромагнитными отклонением и фокусировкой луча состоит из вакуумной колбы, в которой расположены электронная пушка и экран (рис. 15-15, *а*). Внутренние стенки колбы покрыты графитовым слоем, служащим вторым анодом. Фокусировка электронного луча осуществляется электронной пушкой и фокусирующей катушкой, расположенной на горловине трубки. Катушка создает продольное магнитное поле, магниты линии которого в пределах катушки параллельны оси трубки.

Плотность электронов в луче регулируется изменением управляющего напряжения, прикладываемого между управляющим электродом и катодом кинескопа. Управляющим напряжением служит полный телевизионный сигнал, поступающий с выхода телевизионного приемника. С изменением размаха видеосигнала соответственно изменяется величина тока луча, а следовательно, и яркость свечения точек экрана, куда падает луч.

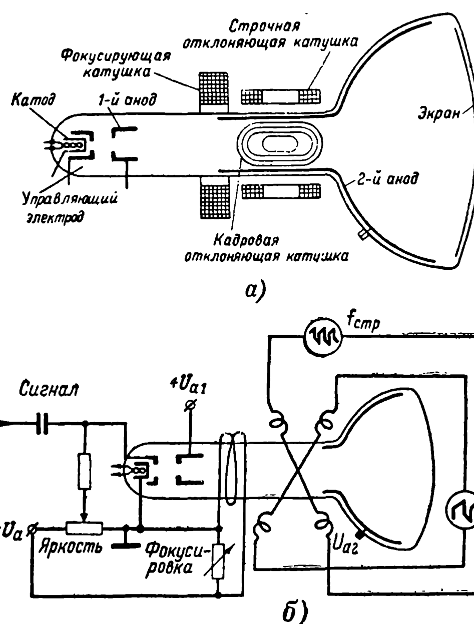



**Рис. 15-15. Кинескоп с электромагнитным отклонением.**

Полный телевизионный сигнал может быть негативным (когда темному месту изображения соответствует максимальный сигнал) или позитивным (темному месту изображения соответствует минимальный сигнал). Негативный сигнал должен подаваться на катод кинескопа (рис. 15-15, *б*). Уровню черного в этом случае соответствует запирание луча, а уровню белого — рабочий ток. При позитивном сигнале видеосигнал подается на управляющий электрод трубки.

Системой разверток электронный луч отклоняется по строкам и по кадру. Яркость свечения точки экрана, на которую в данный момент падает луч, определяется текущим значением величины телевизионного сигнала. При этом на экране приемной трубки воспроизводится такое же видимое распределение яркостей, как и на передаваемом изображении.

Основной характеристикой кинескопа служит зависимость средней яркости ($B_{ср}$) экрана от напряжения смещения ($U_с$) на управляющем электроде трубки $B_{ср}=f_1(U_с)$, которая называется статической модуляционной характеристикой. Так как средняя яркость свечения экрана практически про-

порциональна току луча, то модуляционная характеристика кинескопа соответствует в некотором масштабе статической модуляционной характеристике электронной пушки трубки $i_л = f_2(U_c)$. Рабочий интервал диапазона регулировки яркости трубки (тока луча) ограничивается по характеристике слева точкой запирания луча, а справа напряжением, при котором становится заметной расфокусировка луча.

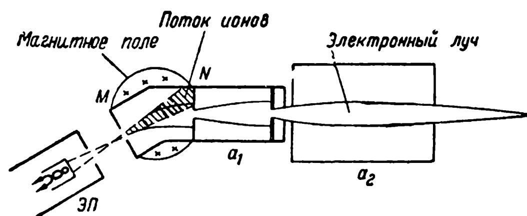



Рис. 15-16. Схема ионной ловушки.

В зависимости от типа электронной пушки и питающих напряжений точка запирания лежит по характеристике в области $U_c = -(30 \div 80)$ *в*. Размах подводимого видеосигнала обычно составляет 10—30 *в*.

В кинескопах с электромагнитным отклонением (если в конструкции трубки не предусмотрено специальных мер) в процессе работы в центре экрана появляется темное пятно в виде круга. Со временем пятно темнеет и ухудшает качество воспроизводимого изображения.

Причиной появления этого пятна является бомбардировка люминофора тяжелыми отрицательными ионами, выбрасываемыми электронной пушкой вместе с электронами. Магнитное поле отклоняющих катушек вследствие большой массы ионов практически их не отклоняет от первоначального направления полета, и они летят к экрану расширяющимся пучком.

В кинескопах с электростатическим управлением отклонение заряженных частиц электрическим полем не зависит от массы частицы, а определяется только напряженностью электрического поля и зарядом частицы. Поэтому электроны и тяжелые ионы отклоняются одинаково. Таким образом, в электростатических трубках ионы бомбардируют равномерно весь экран, и темного ионного пятна в таких трубках не появляется.

Мерой борьбы с ионным пятном в кинескопах с электромагнитным отклонением является применение ионных ловушек. На рис. 15-16 приведена схема ионной ловушки. Работает она следующим образом. Ось электронного прожектора установлена под некоторым углом к оси трубки. В направлении оси пушки испускается выходной поток (луч) электронов в смеси с ионами. Первый анод $a_1$ изогнут так, что ось его выходной части совпадает с осью трубки. В области $M - N$ с помощью внешнего постоянного магнита создается поперечное магнитное поле, которое отклоняет пучок электронов от оси электронного прожектора и направляет его вдоль оси трубки. Ионный же поток (заштрихованный на рисунке) магнитным полем практически не отклоняется.

Для уменьшения габаритов телевизоров (при сохранении полезной площади экранов) современные кинескопы выполняются с прямоугольными экранами и углом отклонения луча по диагонали, равным 110° (по горизонтали 103°, по вертикали 87°). Они при тех же размерах экрана значительно короче ранее выпускавшихся кинескопов с углом отклонения 70°, что позволяет конструировать более компактные телевизоры. Затемнение углов экрана, которое наблюдается при большом угле отклонения луча, устраняют путем выполнения параболического перехода от горловины трубки к ее конической части. С увеличением угла отклонения резко возрастает мощность, потребляемая отклоняющей системой от выходных каскадов. Для уменьшения этой мощности чувствительность по отклонению у новых широкоугольных кинескопов повышена путем уменьшения диаметра горловины трубки до 29 *мм* (против 38 *мм* у трубок с углом отклонения 70°). Кроме того, отклоняющая система, катушки которой имеют седлообразную форму, придвинута к экрану и располагается частично на конусе колбы (рис. 15-17). Некоторое увеличение мощности, необходимой для отклоняющей системы, достигается форсированием режимов выходных каскадов и применением в выходных каскадах развертки более мощных ламп. Экраны новых кинескопов алюминируются. Люминофор с внутренней стороны колбы покрывается весьма тонкой пленкой алюминия, что способствует повышению контрастности наблюдаемых изображений и препятствует образованию темного пятна.

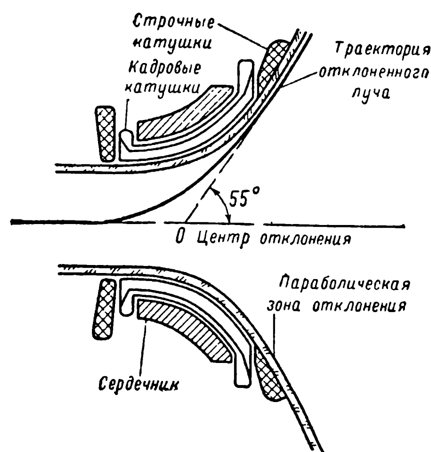



Рис. 15-17. Размещение отклоняющей системы на горловине широкоугольного кинескопа.

## 15-5. ОБЩАЯ ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ

Радиовещательная телевизионная система состоит из передающей станции (телецентра) и множества приемных станций (телевизоров). Телевизионный центр представляет собой сложное сооружение, состоящее из студий, диспетчерских пунктов и аппаратных. Для увеличения дальности телевизионной связи передающие антенны телецентра устанавливаются на высоких башнях (Останкинская телевизионная башня имеет высоту 534 *м*).

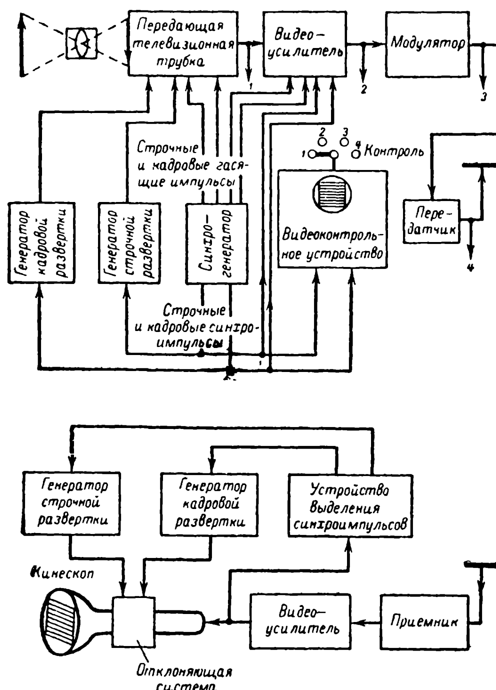



Рис. 15-18. Общая функциональная схема телевизионной системы.

Для организации внестудийных передач со стадионов, театров и других мест при крупных телевизионных центрах имеются передвижные передающие телевизионные установки. В составе такой установки имеется одна или несколько передающих телевизионных камер, работающих на маломощный передатчик. Сигналы этого передатчика, отличные по частоте от сигналов главного передатчика системы, принимаются приемником, установленным на телецентре, и затем передаются (ретранслируются) в радиовещательную сеть основным радиопередатчиком. Вместе с передачей телевизионных изображений с телецентра посредством специального передатчика, работающего на другой несущей частоте, производится передача сигналов звукового сопровождения. Прием сигналов изображения и звукового сопровождения осуществляется одним приемником.

На рис. 15-18 приведена упрощенная схема телевизионной системы. Передаваемое изображение с помощью объектива проецируется на светочувствительную поверхность передающей телевизионной трубки, которая преобразует изображение в телевизионный сигнал. Электронный луч передающей трубки развертывается с помощью генераторов строчной и кадровой развертки.

Одним из важнейших узлов телецентра является синхрогенератор. Он вырабатывает строчные и кадровые синхронизирующие импульсы, которые управляют генераторами развертки. В синхрогенераторе, кроме того, вырабатываются также строчные и кадровые гасящие импульсы, используемые для гашения луча трубки при обратном ходе развертки.

Видеосигнал с выхода передающей трубки поступает в канал усиления, имеющий три усилителя: предварительный, промежуточный и линейный. Предварительный (камерный) усилитель расположен в телевизионной камере в непосредственной близости от передающей трубки, что позволяет уменьшить влияние емкости кабеля, соединяющего камеру с другими блоками.

С выхода передающей телевизионной камеры видеосигнал поступает в промежуточный усилитель. Число этих усилителей соответствует числу одновременно работающих при передаче камер. С помощью переключающего (микшерного) устройства осуществляется коммутация выходов промежуточных усилителей. При этом для передачи в радиовещательную сеть выбирается сигнал нужной камеры. С выхода микшерного устройства сигнал изображения подается на вход видеоусилителя (линейного). В линейном усилителе производится дальнейшее усиление телевизионного сигнала и замешивание в него гасящих импульсов, а также строчных и кадровых синхроимпульсов. Таким образом, в линейном усилителе формируется полный телевизионный сигнал, который подается далее в модулятор передатчика.

Усиленный в модуляторе (в основном по мощности) полный телевизионный сигнал поступает в передатчик и осуществляет модуляцию высокочастотных колебаний. Телевизионный передатчик имеет несколько каскадов. Первый из них — задающий генератор, а остальные используются как умножители частоты и усилители мощности высокочастотных сигналов. Высокочастотные сигналы передатчика посредством передающей антенны излучаются в пространство. Сигналы звукового сопровождения, поступающие от другого передатчика, обычно излучаются с помощью дополнительной антенны. Сигналы телецентра принимаются приемной антенной и подаются на вход приемника, где производятся их селекция, усиление и демодуляция. На выхо-

де детекторного каскада приемника выделяется полный телевизионный сигнал, который после усиления подается на кинескоп для модуляции яркости луча.

В телевизионном приемнике происходит также выделение из полного телевизионного сигнала синхронизирующих импульсов, разделение их на строчные и кадровые. Эти синхроимпульсы используются для синхронизации генераторов кадровой и строчной развертки, управляющих электронным лучом.

В результате одновременного воздействия сигналов развертки и видеосигнала на луч на экране кинескопа возникает световое изображение передаваемого объекта. Входящие в состав полного телевизионного сигнала строчные и кадровые гасящие импульсы способствуют более надежному запиранию приемной трубки (гашение луча) на время обратного хода развертки по строкам и по кадру.

## 15-6. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕЛЕВИЗИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Телевизионное изображение, наблюдаемое на экране приемника, должно восприниматься так же, как воспринимает его зритель при непосредственном наблюдении. Для оценки телевизионного изображения служат следующие основные параметры: размеры, яркость, контрастность, число воспроизводимых градаций, четкость, геометрическое подобие и отношение энергий полезного видеосигнала и помехи.

**Оптимальный размер изображения** зависит от условий наблюдения и прежде всего от расстояния между наблюдателем и приемным экраном. Установлено, что изображение лучше всего смотрится, если оно находится от наблюдателя на расстоянии $l$, равном 5—6 высотам $h$ этого изображения. Отсюда высота изображения должна составлять:

$$h=\frac{l}{5\div 6}\approx 0,2l.$$

Если число наблюдателей 4—5 чел., то в условиях жилой комнаты расстояние до изображения обычно равно 1,5—2 *м*, тогда высота изображения должна быть $h_1=0,2(1,5\div 2)=0,3\div 0,4$ *м*.

Изображение воспринимается лучше, если его формат (отношение ширины к высоте) $K=4:3$. Это соотношение сторон изображения взято из практики кино. В унифицированных телевизорах УНТ-35, УНТ-47 и УНТ-59 используются кинескопы с новым форматом экрана 5 : 4. Эти кинескопы имеют большую площадь воспроизводимого изображения. За счет увеличения изображения по строкам сверх пределов экрана в этих кинескопах можно увеличить длительность обратного хода строчной развертки и тем самым создать более благоприятные условия для работы генератора развертки.

**Оптимальная яркость изображения** для наилучшего восприятия определяется также условиями наблюдения, содержанием изображения и свойствами зрения. Можно считать, что средняя яркость телевизионного изображения 30 *нт* вполне достаточна для наблюдения этого изображения. При этом наблюдатель будет рассматривать изображение без особого напряжения зрения.

**Контрастность и число воспроизводимых градаций.** Телевизионное изображение, как правило, наблюдается в условиях внешней освещенности, интенсивность которой может меняться во времени. При этом оказывается, что внешняя засветка снижает контраст рассматриваемого телевизионного изображения.

В соответствии с законом Вебера—Фехнера человеческий глаз реагирует только на относительное приращение яркости изображения. При этом чувствительность его к этим приращениям остается постоянной и составляет 0,01—0,02. В связи с этим глаз может различать при заданной контрастности только вполне определенное число градаций яркости в воспринимаемом изображении. Необходимое число различных градаций яркости одного элемента изображения практически равно 5—10. В воспроизводимом на экране приемника телевизионном изображении, как предусматривается стандартом, должно быть не менее семи градаций яркости.

**Четкость и резкость телевизионного изображения.** С увеличением яркости и контрастности изображения удается рассмотреть более мелкие его детали. Необходимая четкость изображения определяется разрешающей способностью человеческого зрения. Последняя измеряется минимальным углом, под которым видны раздельно две точки изображения. В условиях наблюдения телевизионного изображения разрешающая способность зрения $\delta=1'\div 1,5'$.

Из условия, когда различимость строчной структуры растра оказывается на пороге разрешающей способности глаза, можно найти необходимое число строк разложения $Z=\alpha/\delta$, где $\alpha$ — угол, под которым виден с места наблюдателя вертикальный размер изображения $h$.

Зная оптимальное отношение высоты $h$ рассматриваемого изображения к расстоянию $l$ между наблюдателем (из условия $l=(5\div 6)h$) и разрешающую способность глаза $\delta$, можно определить

$$\alpha = 2\operatorname{arctg}\frac{h}{2l}\approx 11^\circ,$$

при этом

$$Z=\frac{\alpha}{\delta}\approx 660 \text{ строк}.$$

Минимальный размер различимого элемента изображения определяется шириной строки и расстоянием между строками. Однако реальная четкость изображения по вертикали зависит не только от числа строк изображения, но также от взаимного геометрического расположения элементов изображения по отношению к растру и геометрических размеров (апертур) разлагающего и воспроизводящего элементов. В случае неблагоприятного расположения изображения, когда его элементы перекрывают соседние строки, реальная четкость в вертикальном направлении становится меньше в 2 раза. В направлении строк растр имеет непрерывную структуру, при которой переход от одного элемента к другому происходит плавно. При этом вдоль строки может быть воспроизведено $KZ/2$ черно-белых элементов (пар), где $K$ — формат кадра, а $Z$ — число строк в растре. В общем случае четкость в направлении строк оказывается большей, чем в направлении кадров. Рациональным конструированием телевизионного канала стремятся сделать значения указанных четкостей одинаковыми.

Реальная четкость (вдоль строк) телевизионного изображения воспроизводимого на экране кинескопа, определяется результирующей *переходной характеристикой* телевизионной системы. Под этой характеристикой понимается относительное распределение яркости $B(x)$ вдоль строки $x$ на экране приемной трубки при воспроизведении резкого перехода от светлого места изображения к черному. Каждый элемент телевизионной системы имеет свою переходную характеристику. Так, например, переходная характеристика передающей и приемной трубок определяются их апертурными характеристиками (конфигурацией сечения электронного луча и распределением плотности электронов по этому сечению). Зона размытости электрического тракта зависит от амплитудно-частотной характеристики этого тракта.

Чем большую четкость имеет телевизионная система, тем более мелкие детали изображения воспроизводятся и тем более резкими передаются границы крупных деталей. Если границы и контуры крупных деталей изображения передаются резко с малой зоной размытости, то такое изображение называют резким. Однако не всегда на резком изображении воспроизводятся мелкие детали. Дело в том, что для увеличения четкости необходимо расширение полосы частот видеосигнала, в то время как повышение резкости изображения может быть достигнуто на приемной стороне путем применения нелинейных методов. Для этого формируется вспомогательный сигнал путем неоднократного дифференцирования и ограничения видеосигнала. Сформированный вспомогательный сигнал смешивается с исходным видеосигналом и подается на вход кинескопа. Результирующий сигнал имеет резкие скачки от одного уровня к другому. При этом зона размытости границ крупных деталей изображения уменьшается.

**Геометрическое подобие.** Одним из наиболее важных параметров, определяющих качество воспроизводимого на приемном экране телевизионного изображения, является геометрическое подобие этого изображения передаваемому оригиналу. Геометрические искажения возникают из-за непостоянства отношения мгновенных значений

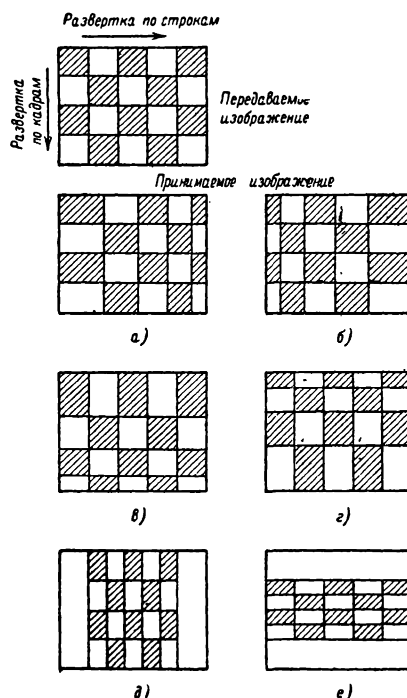



Рис. 15-19. Геометрические искажения телевизионного изображения.

*а, б* — искажения по строкам из-за нелинейности строчной развертки; *в, г* — нелинейные искажения по кадрам; *д, е* — искажения из-за несоответствия формата изображения.

скоростей разверток луча передающей и приемной трубок по строкам и по кадру, а также из-за несоответствия форматов кадров на приемной и передающей сторонах телевизионной системы.

При требуемой постоянной скорости луч кинескопа из-за несовершенства развертывающего устройства может двигаться с переменной скоростью во время прямого хода. В таком случае элементы изображения в местах, где скорость луча выше нормальной, будут воспроизводиться растянутыми, а где скорость меньше нормальной — сжатыми.

Возможные виды искажений приведены на рис. 15-19.

## 15-7. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ И ИХ ВЛИЯНИЕ НА КАЧЕСТВО ИЗОБРАЖЕНИЯ

Наиболее важными параметрами телевизионной системы, оказывающими существенное влияние на качество воспроизводимого на приемном экране изображения, являются: частота кадровой развертки (частота кадров), способ развертки, число строк в растре, полоса пропускания частот телевизионного канала и величина несущей частоты.

**Частота кадров.** Выбор частоты кадров определяется из условия отсутствия мелькания и воспроизведения эффекта движения в наблюдаемом изображении.

Воспроизведение естественного движения на экране кинескопа для большинства практических случаев передачи изображений движущихся объектов осуществляется при меньшем числе смен кадров в секунду, чем это нужно для исчезновения мерцания изображения. Частота смены кадров, при которой исчезают мелькания называется критической. Она составляет 48—60 *гц*.

С увеличением частоты кадров мелькание изображения пропадает, однако при этом увеличивается ширина потребной полосы пропускания частот телевизионного канала. Поэтому стремятся сделать частоту кадров возможно меньшей, но такой, при которой отсутствуют мерцания. Частота кадровой развертки в ряде случаев выбирается равной частоте сети переменного тока, что дает некоторые преимущества при конструировании и работе системы.

В системах прикладного телевидения, там, где наблюдение изображения ведется сравнительно непродолжительное время, некоторая степень мерцания допускается, что позволяет несколько упростить систему.

**Число строк разложения.** Четкость телевизионного изображения существенно зависит от числа строк $Z$ разложения в растре. Чем больше строк, тем более высокой может быть четкость. Вместе с тем с увеличением числа строк разложения ширина спектра частот телевизионного сигнала растет пропорционально $Z^2$. Нерационально также выбирать число строк таким большим, чтобы реализуемая четкость изображения превышала разрешающую способность зрения. Этим условиям соответствует принятое для телевизионного вещания в СССР число строк разложения $Z=625$. Если при прогрессивной развертке $Z=625$ и $n=50$, то наивысшая частота спектра сигнала изображения:

$$f_{\text{макс}}=K\frac{Z^2 n}{2}=\frac{4}{3}\,\frac{625^2}{2}\cdot 50\approx 12{,}5\cdot 10^6\ \text{гц}.$$

Пропустить сигнал с таким широким спектром по телевизионному каналу без существенных искажений трудно. В связи с этим при прогрессивной развертке число строк $Z$ берут порядка 300 или 400.

Для того чтобы уменьшить вдвое необходимую полосу пропускания телевизионного тракта, в радиовещательных телевизионных системах широко применяется так называемая чересстрочная развертка. Сущность ее состоит в том, что каждый кадр изображения делится на два

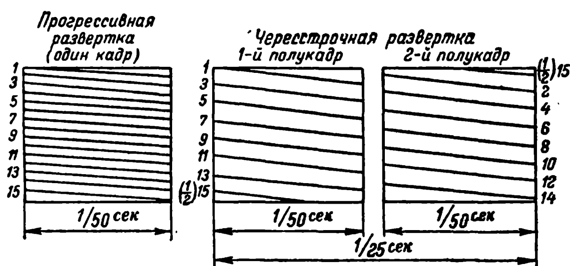



Рис. 15-20. К пояснению построчной и чересстрочной развертки.

полукадра, которые передаются по очереди в два приема (рис. 15-20). За первые $^1/_{50}$ *сек* передаются все нечетные строки, образующие первый полукадр, а за следующие $^1/_{50}$ *сек* передаются все четные строки растра, образующие второй полукадр. Чтобы строки первого и второго полукадров не накладывались друг на друга, необходимо, чтобы общее число строк в растре было нечетным. Для чересстрочной развертки, не ухудшающей качества изображения из-за спаривания строк полукадров, необходима жесткая связь между частотой строчной ($f_{\text{стр}}$) и кадровой ($f_{\text{к}}$) разверток, выражаемая соотношением $f_{\text{стр}}/f_{\text{к}}=Z$, т. е. число строк в кадре должно быть строго постоянным.

Развертка первого полукадра должна заканчиваться на половине последней нечетной строки, а вторая ее половина входит во второй полукадр. Таким образом, при чересстрочной развертке все строки растра передаются за время $^1/_{25}$ *сек*, т. е. число полных кадров, передаваемых в 1 *сек*, уменьшается вдвое. Количество смен полукадров остается равным 50 в секунду, так что мелькание изображения происходит с той же частотой, как и при прогрессивной развертке (50 *гц*). Мелькание при этом незаметно, а четкость изображения не ухудшается, так как общее число строк разложения в кадре остается неизменным. Применение чересстрочной развертки позволяет сузить полосу пропускания телевизионного тракта вдвое, однако при этом существенно усложняется аппаратура теле-

визионной системы и в особенности ее передающей части (синхрогенератора).

**Полоса пропускания частот телевизионного канала.** Реализуемая четкость телевизионного изображения в направлении строк определяется параметрами телевизионного тракта, важнейшим из которых является его полоса (верхняя граница полосы) пропускания.

Для того чтобы воспроизводимое на приемном экране изображение было высокого качества, необходимо, чтобы полоса пропускания частот телевизионного тракта была не меньше ширины спектра телевизионного сигнала. С потерей наиболее низких частот спектра, в том числе и постоянной составляющей, искажается распределение яркостей отдельных участков изображения. Потеря же высших составляющих приводит к искажению (размытию) контуров деталей изображения и ухудшению четкости.

Требуемая форма частотной характеристики тракта приема — передачи телевизионного сигнала достигается соответствующей настройкой избирательных элементов тракта и применением корректирующих схем.

При амплитудной модуляции высокочастотных колебаний передатчика спектр телевизионного радиосигнала имеет две боковые полосы частот, расположенные по обе стороны от несущей частоты.

Общая полоса частот, занимаемая спектром радиосигнала, $\Delta f_{pc}$ равна удвоенному значению максимальной частоты спектра радиосигнала, т. е.

$$\Delta f_{pc} = 2f_{макс}.$$

При чересстрочной развертке $\Delta f_{pc} \approx 12$ *Мгц*.

Для уменьшения ширины полосы частот, занимаемой телевизионным сигналом, в телевизионном вещании осуществляется так называемая однополосная передача радиосигналов, при которой на передающей стороне с помощью фильтров одна из боковых полос радиосигнала подавляется. Такое подавление при определенной настройке телевизионного приемника не приводит к искажению воспроизводимого на приемном экране изображения. Полоса пропускания радиочастотных цепей приемника уменьшается почти вдвое, что упрощает его конструкцию и делает его более дешевым.

**Несущая частота телевизионного канала.** Для неискаженного воспроизведения на приемной стороне сигнала изображения, передаваемого по радиолинии, необходимо, чтобы несущая частота (высокочастотные колебания передатчика) была больше наивысшей частоты спектра передаваемого сигнала минимум в 10—15 раз. Таким образом, для передачи телевизионного сигнала с содержащимися в нем частотами до 5—6 *Мгц* требуется радиопередатчик, работающий на частотах не менее 50 *Мгц*.

Современные телевизионные системы различного назначения работают на частотах в диапазоне от 40 до 7 500 *Мгц* и более.

**Дальность приема телевизионных передач.** Особенность ультракоротких волн, которые используются для передачи телевизионных сигналов, состоит в том, что они не огибают земную поверхность. Поэтому уверенный и регулярный прием телевизионных передач на этих волнах возможен только в пределах прямой (геометрической) видимости, определяемой высотой подъема над поверхностью земли передающей и приемной антенн (см. т. 1, § 6-4).

Для увеличения дальности телевизионных передач используются кабельные и радиорелейные (ретрансляционные) линии связи. Из проводных линий связи наиболее подходящими для передачи широкополосных телевизионных сигналов являются кабельные (коаксиальные) линии связи. Коаксиальные кабели не требуют сравнительно сложного симметрирования по отношению к земле входных и выходных цепей.

Радиорелейная линия связи состоит из оконечных передающей и приемной станций, между которыми устанавливаются некоторое число вспомогательных промежуточных станций, называемых ретрансляторами. В таких системах используются преимущественно сантиметровые волны и остронаправленные антенны, так как работа передающей станции и всех ретрансляторов ведется только для одного корреспондента. С помощью радиорелейных линий можно производить передачу телевизионных сигналов на несколько тысяч километров.

Для ретрансляции телевизионных сигналов на большие расстояния используются ретрансляционные станции, устанавливаемые на спутниках Земли.

*Тропосферный прием.* За последние годы накоплен опыт приема телевизионных передач на расстояниях, во много раз превышающих радиус зон прямой видимости. Это объясняется *тропосферной рефракцией* ультракоротких волн, т. е. искривлением направления распространения ультракоротких волн в нижних слоях атмосферы в зависимости от появления в ее слоях резких изменений температуры, влажности и давления, при которых коэффициент преломления оказывается значительным.

В зоне дальнего тропосферного приема до 200 *км* телевизионные сигналы, принимаемые вследствие рефракции, оказываются сравнительно слабыми, но достаточно постоянными. Поэтому для их приема необходимо использовать приемные установки повышенной чувствительности. Высота антенны и ее направленность в этих условиях также оказывают существенное значение на качество приема. Прием телевизионных передач возможен и на расстояниях от 200 до 800 *км*. Однако радиосигналы телецентра в этой зоне принимаются нерегу-

лярно и в процессе приема резко изменяется их интенсивность.

В результате многих наблюдений установлено, что величина среднего уровня сигнала, принимаемого путем тропосферного распространения в зоне от 200 до 800 *км*, практически не зависит от высоты подъема приемной антенны над поверхностью земли. Важно только, чтобы местные препятствия не мешали приему сигналов телецентра. Особо благоприятные условия тропосферного приема телевизионных передач на УКВ наблюдаются при резких изменениях состояния нижних слоев атмосферы и при появлении антициклонов, вызывающих температурную инверсию (необычное распределение температуры атмосферы по высоте).

*Сверхдальний прием.* Известны также случаи приема телевизионных передач на расстояниях до нескольких тысяч километров, что обусловлено отражением метровых волн от ионосферных слоев, главным образом от так называемого спорадического слоя $E_c$ ($h = 100$ *км*) и ионизированного слоя $F_2$($h = 180 \div 300$ *км*). Условия ионизации слоя особенно благоприятны во время высокой солнечной активности.

Напряженность электрического поля в зоне сверхдальнего приема зависит от величины электронной плотности ионизированных слоев $E_c$ и $F_2$ и от мощности излучения передатчика. Для приема сигналов, отраженных от ионосферы в этой зоне, также необходимы приемники высокой чувствительности и антенны с направленным приемом.

Электронная плотность ионизированных слоев $E_c$ и $F_2$ весьма резко изменяется со временем, поэтому прием телевизионных передач в зоне сверхдальнего приема является непродолжительным и весьма нерегулярным. Особенно нерегулярным оказывается прием сигналов, отраженных от спорадического слоя $E_c$ на расстояниях от телецентра 800—2 000 *км*. Сигналы метровых волн, отраженные от слоя $F_2$, принимаются (на расстояниях свыше 2 000 *км*) более регулярно, так как электронная плотность этого слоя подвергается меньшим изменениям.

При приеме телевизионных сигналов, отраженных от спорадического слоя в зоне от 800 до 2 000 *км*, иногда на экране появляются два сдвинутых изображения. Это объясняется тем, что происходит прием сигналов одного и того же телецентра, отраженных от двух спорадических образований, расположенных близко друг к другу. Избавиться от одного из изображений в этом случае можно поворотом направленной антенны.

При конструировании установки для дальнего приема телевизионных передач следует прежде всего позаботиться об увеличении чувствительности приемника и направленности антенны.

Увеличить чувствительность телевизора можно путем установки дополнительных каскадов УВЧ, а также уменьшением полосы пропускания приемника. В последнем случае уменьшаются собственные шумы приемника и появляется возможность увеличить коэффициент усиления его каскадов без уменьшения отношения сигнал/шум на выходе. Оба пути ведут к тому, что качество принимаемого изображения ухудшается, так как с увеличением числа каскадов в приемнике (при нормальной полосе пропускания) ухудшается отношение сигнала к шуму, а при сужении полосы пропускания «срезается» часть спектра принимаемого сигнала. Однако при приеме телевизионных сигналов на больших расстояниях приходится мириться с низким качеством воспроизводимого изображения.

При дальнем приеме телевидения очень часто имеется возможность совместного приема сигналов двух телецентров, работающих на близких по величине несущих частотах (например 48,25 и 49,75 *Мгц*, 55,25 и 56,25 *Мгц*). В этом случае для хорошей избирательности по соседнему каналу ширину полосы пропускания приемника также необходимо уменьшить до величины 1—1,5 *Мгц*.

Чувствительность обычных серийных телевизионных приемников в зависимости от их класса составляет 100—500 *мкв*. Увеличивать чувствительность телевизионного приемника, предназначенного для дальнего приема, больше чем до 0,8—1 *мкв* нецелесообразно, так как при этом значительно ухудшается отношение сигнала к шуму (величины сигнала и шума на выходе приемника соизмеримы) и качество изображения становится очень плохим.

Наиболее рациональным путем увеличения чувствительности приемной телевизионной установки является повышение коэффициента направленности приемной антенны. В этом случае отношение сигнала к шуму, а следовательно, и качество изображения ухудшаются менее значительно.

## 15-8. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СТАНДАРТЫ

Основные технические характеристики радиовещательных телевизионных систем определяются специальными телевизионными стандартами (табл. 15-1).

Указанными в таблице стандартами пользуются следующие страны: 1-м — Великобритания, Ирландия; 2-м — Соединенные Штаты Америки, Канада; 3-м стандартом, который известен под названием ОИРТ, пользуются СССР, Польша, Чехословакия, Болгария; 4-м — Франция.

Стандартные значения несущих частот звука и изображения для нашего стандарта приведены в табл. 15-2.

Принятый в СССР телевизионный стандарт имеет границы спектра частот при однополосной передаче, указанные на рис. 15-21, и форму полного телевизионного сигнала, показанную на рис. 15-22. Телевизион-

Таблица 15-1

**Основные параметры телевизионных стандартов**

| Параметры | Стандарты | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 1 | 2 | 3 | 4 |
| Номинальное число строк | 405 | 525 | 625 | 819 |
| Номинальная полоса видеочастот, *Мгц* | 3 | 4 | 6 | 10,4 |
| Полная ширина радиоканала, *Мгц* | 5 | 6 | 8 | 14 |
| Расстояние от несущей частоты звука до несущей частоты изображения, *Мгц* | —3,5 | +4,5 | +6,5 | —11,15 |
| Расстояние от несущей частоты звука до верхней границы, отводимой радиоканалу, *Мгц* | +0,25 | —0,25 | —0,25 | +0,1 |
| Частота строк, *гц* | 10 125 | 15 750 | 15 625 | 20 475 |
| Частота полукадров, *гц* | 50 | 60 | 50 | 50 |
| Частота кадров, *гц* | 25 | 30 | 25 | 25 |
| Полярность модуляции сигнала изображения (П — позитивная, Н — негативная) | П | Н | Н | П |
| Уровень гасящих импульсов от максимальной амплитуды напряжения высокой частоты, % | 30 | 75 | 75 | 25 |
| Тип модуляции звука и девиация, *кгц* | АМ | ЧМ±25 | ЧМ±50 | АМ |

Примечание. Кроме указанных, включают следующие общие для всех стандартов параметры: система считывания — слева направо и сверху вниз; система развертки — чересстрочная; отношение сторон кадра — 4 : 3; тип модуляции сигнала изображения — АМ; независимость уровня черного от характера изображения; независимость работы системы от частоты питающей сети.

Таблица 15-2

**Несущие частоты телевизионных каналов в СССР**

| Номера каналов | Несущая частота, *Мгц* | |
|---|---|---|
| | изображения | звука |
| 1 | 49,75 | 56,25 |
| 2 | 59,25 | 65,75 |
| 3 | 77,25 | 83,75 |
| 4 | 85,25 | 91,75 |
| 5 | 93,25 | 99,75 |
| 6 | 175,25 | 181,75 |
| 7 | 183,25 | 189,75 |
| 8 | 191,25 | 197,75 |
| 9 | 199,25 | 205,75 |
| 10 | 207,25 | 213,75 |
| 11 | 215,25 | 221,75 |
| 12 | 223,25 | 229,75 |

ный сигнал передается в негативной полярности: уровень черного располагается на оси амплитуд выше уровня белого.

В конце передачи телевизионных сигналов каждой строки посылаются строчные гасящие импульсы. Их величина строго фиксируется на уровне 75% полного размаха (максимальной амплитуды) сигнала. На строчных гасящих импульсах размещаются строчные синхронизирующие импульсы, занимающие остающиеся 25% размаха сигнала. Длительность синхронизирующих импульсов несколько меньше длительности гасящих импульсов.

По окончании развертки последней строки полукадра (низ изображения) посылаются полукадровые гасящие импульсы, которые запирают луч приемной трубки на время его обратного хода по кадру (при движении снизу вверх). На полукадровых гасящих импульсах располагаются кадровые синхронизирующие импульсы. Амплитудные соотношения у кадровых гасящих и синхронизирующих импульсов такие же, как и у соответствующих строчных импульсов. В полукадровом синхроимпульсе имеются вырезки, следующие друг за другом с интервалом, равным периоду строчной развертки. Фронты широких им-

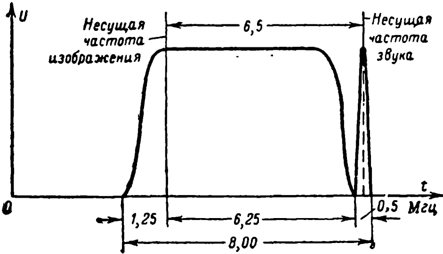



Рис. 15-21. Спектр частот телевизионного сигнала (стандарт, одноканальная передача).

пульсов, следующих за вырезками, используются для синхронизации генератора строчной развертки во время действия полукадрового синхронизирующего импульса.

Для устойчивой синхронизации по кадрам при чересстрочной развертке на полукадровом гасящем импульсе, помимо импульсов синхронизации, размещаются так называемые уравнивающие импульсы.

Необходимость в уравнивающих импульсах возникает потому, что синхронизирующие импульсы первого и второго полукадров при «прорезании» получаются неодинаковыми.

Интервал времени между последним строчным синхроимпульсом в полукадре и началом первого полукадрового импульса равен длительности половины одной строки, в то время как интервал между последним строчным импульсом и началом второго полукадрового импульса равен длительно-

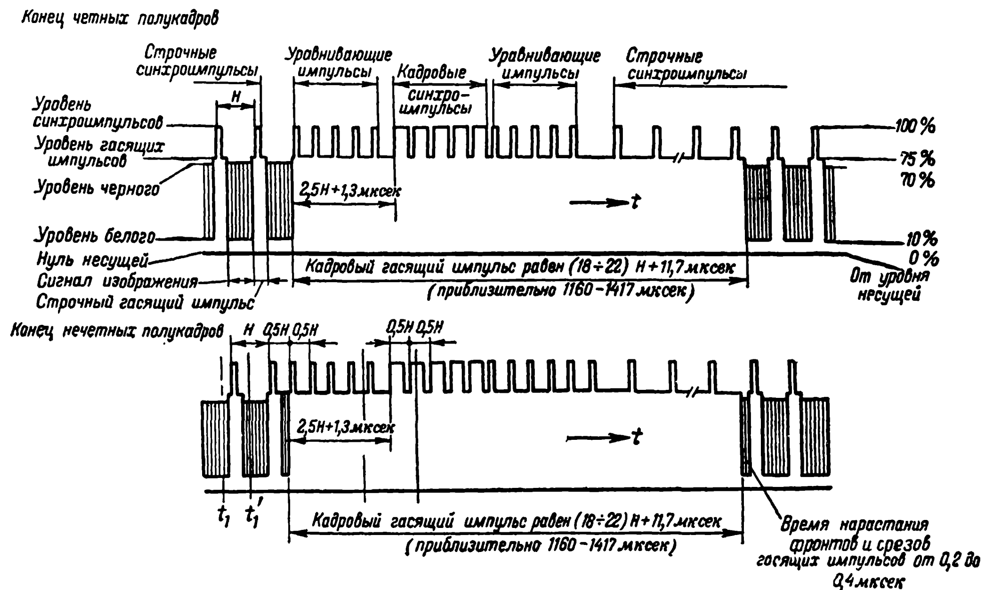



Рис. 15-22. Форма полного телевизионного сигнала при чересстрочной развертке.

сти целой строки. Имеющаяся несимметрия привела бы к нарушению устойчивости кадровой синхронизации.

С введением в полный телевизионный сигнал уравнивающих импульсов, следующих с интервалами, равными половине длительности строки (с удвоенной частотой строк), достигается почти полная идентичность кадровых синхроимпульсов четных и нечетных полей.

Длительность всех импульсов, входящих в полный телевизионный сигнал, определяется стандартом. Время передачи одной строки (на рис. 15-22 обозначено буквой *H*) составляет 64 *мксек*. Продолжительность строчного гасящего импульса составляет 10—11 *мксек*, строчного синхронизирующего импульса 4,4—5,1 *мксек*, кадрового гасящего импульса 1 500—1 600 *мксек*, кадрового синхронизирующего импульса 192 *мксек* и уравнивающего импульса 2,56 *мксек*.

**Требования к телевизионным приемникам.** Все телевизионные приемники, выпускаемые нашей промышленностью, разделяются на классы. В основу этого разделения положены следующие параметры: тип трубки, размер изображения (экрана), чувствительность приемника по каналу изображения и звука, допустимые нелинейные искажения разверток по горизонтали и вертикали; разрешающая способность по горизонтали и по вертикали и др.

Так, например, телевизоры 1-го, 2-го и 3-го классов должны иметь следующие параметры (табл. 15-3).

У приемников первого класса обязательно должны быть устройства автоматической регулировки яркости, инерционной синхронизации (обязательно и для приемников второго класса), дистанционного управления громкостью звучания, яркостью изображения и устройство стабилизации размера изображения при самопрогреве и изменении напряжения сети.

Таблица 15-3

| Параметры | 1-й класс | 2-й класс | 3-й класс |
|---|---|---|---|
| Тип трубки | 53ЛК | 43ЛК | 35 ЛК |
| Размер изображения, *мм* | 470×360 | 360×270 | 280×210 |
| Чувствительность по каналу изображения и звука, *мкв* | 50 | 100 | 275 |
| Разрешающая способность, строки: | | | |
| по горизонтали | 500 | 450 | 350 |
| по вертикали | 550 | 500 | 450 |
| Нелинейные искажения, %: | | | |
| по горизонтали | 8 | 10 | 15 |
| по вертикали | 6 | 7 | 12 |

## 15-9. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ ПРИЕМНИКИ — ТЕЛЕВИЗОРЫ

Телевизоры должны одновременно принимать радиосигналы изображения и звука, передаваемые на разных несущих частотах. По способу разделения и преобразования сигналов изображения и звука телевизоры делятся (по схемному построению) на схе-

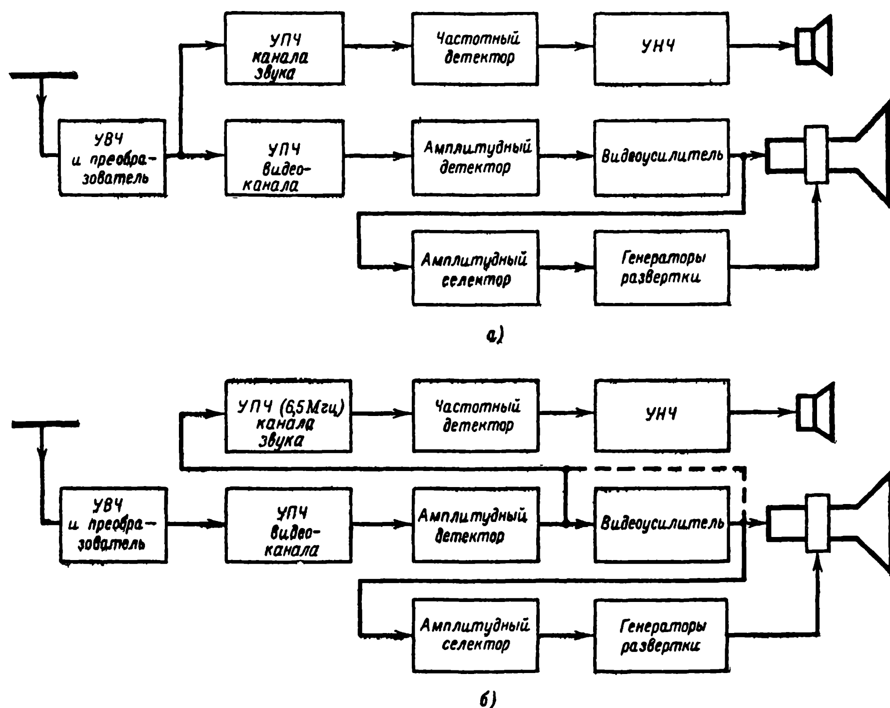



Рис. 15-23. Функциональные схемы телевизора.
*а* — с дополнительным каналом УПЧ; *б* — с общим каналом усиления.

мы с дополнительным каналом промежуточной частоты и схемы одноканального приема.

В телевизоре одноканального приема выделение сигналов звукового сопровождения основано на методе биений между несущими (промежуточными) частотами изображения и звука.

Современные телевизоры в своем большинстве выполняются по супергетеродинной схеме по каналу изображения и звука. Схема супергетеродина позволяет получить хорошую селекцию принимаемых сигналов в сочетании с широкой полосой пропускания, высокую чувствительность и сравнительно простую перестройку с одного канала на другой. Последнее очень важно при конструировании многопрограммных (многоканальных) телевизоров. Иногда используются также телевизионные приемники прямого усиления, в особенности для приема небольшого числа программ на небольшом удалении от телецентра.

### Функциональная схема телевизора

Функциональная схема телевизора с дополнительным каналом промежуточной частоты для сигналов звукового сопровождения представлена на рис. 15-23, *а*. В схему приемника входят: усилитель высокой частоты, преобразователь (смеситель и гетеродин), усилитель промежуточной частоты сигналов изображения (от одного до четырех каскадов), амплитудный детектор на выходе УПЧ сигналов изображения и видеоусилитель (один-два каскада). С выхода видеоусилителя сигналы изображения подводятся к управляющему электроду кинескопа. В канале звукового сопровождения имеется дополнительный УПЧ, вход которого обычно соединен параллельно со входом УПЧ сигналов изображения и подключен к выходу смесителя. Выходные сигналы УПЧ звука подаются на частотный детектор. Выделенные сигналы звуковой частоты усиливаются в УНЧ и поступают в динамический громкоговоритель.

В преобразовательном каскаде сигналы гетеродина смешиваются с сигналами двух несущих частот (изображения и звука). В результате на выходе смесителя образуются две промежуточные частоты: промежуточная частота сигналов изображения и промежуточная частота сигналов звукового сопровождения. Если частота гетеродина выбрана большей обеих несущих частот, то промежуточная частота канала изображения получается выше промежуточной частоты канала звука. В телевизионном вещании СССР нормализованы следующие промежуточные частоты: канала изображения 34,25 *Мгц* и канала звука 27,75 *Мгц*. В унифицированных телевизорах промежуточные частоты выбраны: для сигналов изображе-

ния 38 *Мгц* и сигналов звукового сопровождения 31,5 *Мгц*. Разность между промежуточными частотами в любом случае должна быть 6,5 *Мгц* (как и между несущими). При соответствующей настройке селективных устройств УПЧ каналов изображения и звука будет осуществляться разделение сигналов указанных промежуточных частот по своим каналам.

Достоинство схемы телевизора с дополнительным каналом УПЧ звука состоит в том, что достигаются лучшая развязка каналов звука и изображения и подавление взаимных помех. Вместе с тем в телевизорах с дополнительным каналом УПЧ необходима более высокая стабильность частоты колебаний гетеродина, чем в телевизорах, построенных по одноканальной схеме. Так как полоса пропускания УПЧ звука гораздо уже, чем полоса УПЧ изображения, то при одной и той же величине расстройки искажения сигналов звукового сопровождения оказываются более значительными. Особенно существенными эти искажения получаются при работе на более высокочастотных каналах.

Современные телевизоры строятся обычно по схеме с общим каналом усиления (рис. 15-23, *б*). В этом случае сигналы промежуточной частоты звука и изображения усиливаются в общем усилителе УПЧ. Отделение сигналов звука от видеосигналов производится после детектора или видеоусилителя (на схеме обозначено пунктиром).

Амплитудный детектор, помимо выделения видеосигналов, служит также смесителем промежуточных частот звука и изображения. В результате на его выходе образуются сигналы разностной частоты 6,5 *Мгц*, промодулированные по частоте сигналами звукового сопровождения, так же как и несущая частота канала звука.

Сигналы разностной частоты 6,5 *Мгц* селектируются, усиливаются и детектируются в специальных каскадах канала звукового сопровождения. Выделенные сигналы звуковой частоты после усиления подаются на громкоговоритель.

При использовании метода биений требования к стабильности частоты гетеродина телевизионного приемника могут быть менее жесткими.

Это объясняется тем, что стабильность разности частоты 6,5 *Мгц* зависит только от стабильности частот задающих генераторов передатчиков сигналов изображения и звука, расположенных на телецентре. Стабильность частот этих генераторов на телецентре всегда значительно более высокая, чем стабильность частоты гетеродина телевизионного приемника. Качество звукового сопровождения при приеме изображения практически не зависит от точности настройки гетеродина.

Однако в телевизорах такого типа усложняется взаимная отстройка каналов изображения и звука. При неудачной настройке и изменении режима питания ламп усилительной части приемника возможно появление паразитной модуляции звука с частотой синхронизирующих импульсов. Для уменьшения этой помехи сигналы разностной частоты 6,5 *Мгц* снимаются не с выхода видеоусилителя, а с нагрузки. В некоторых моделях телевизоров для получения и выделения сигналов разностной частоты используется отдельный диодный смеситель, устанавливаемый на выходе УПЧ.

Метод одноканального приема успешно реализуется в телевизорах, по схеме прямого усиления. Разностная частота 6,5 *Мгц* в этих телевизорах образуется на выходе амплитудного детектора вследствие биений между несущими частотами сигналов изображения и звука. Дальнейшие преобразования сигналов осуществляются, как и в супергетеродинном одноканальном приемнике.

### Высокочастотная часть телевизора

**Блок ПТК.** Усилитель высокой частоты, смеситель и гетеродин составляют высокочастотную часть телевизора и обычно выполняются в виде отдельного блока. Так как в этом блоке сосредоточены настраивающиеся контуры на входной сигнал и осуществляется их переключение, то этот блок получил название переключателя телевизиониых каналов (ПТК).

*Усилитель высокой частоты* включается между входными цепями и преобразователем и служит для ослабления помех по зеркальной и промежуточной частоте, уменьшения влияния шумов преобразователя, уменьшения обратного прохождения сигналов гетеродина в антенну. При этом частотная характеристика УВЧ должна быть равномерной в заданных границах полосы частот, а коэффициент шума возможно меньшим. Количественные оценки этих характеристик нормируются стандартом.

Весьма важным является выбор режима работы лампы УВЧ. Вследствие нелинейности анодно-сеточной характеристики лампы принимаемый телевизионный сигнал может существенно искажаться из-за перекрестной модуляции при одновременном воздействии на сетку лампы полезных сигналов и помехи. При этом полезный сигнал оказывается промодулированным помехой. Образуются сигналы с частотами, попадающими в полосу пропускания приемника. Степень искажения телевизионного сигнала из-за перекрестной модуляции пропорциональна квадрату напряжения действующей помехи и не зависит от ее частоты. Путем выбора рабочей точки лампы УВЧ на линейном участке сеточной характеристики эти искажения телевизионного сигнала могут быть существенно уменьшены.

В каскадах УВЧ используются высокочастотные пентоды и триоды. Пентоды имеют малые проходные емкости и поэтому большое усиление, однако они имеют больший уровень шумов, чем триоды (см. т. I, § 8-4).

Чтобы повысить отношение сигнал/шум, УВЧ выполняется по так называемой каскодной схеме (рис. 15-24) с использованием высокочастотных двойных триодов с высокой крутизной анодно-сеточной характеристики. Приведенная схема имеет низкий коэффициент шума, высокую стабильность и достаточное усиление. Усиление первого каскада на лампе $Л_1$ близко к единице; этот каскад служит в основном для согласования со входными цепями. Основное усиление осуществляется лампой $Л_2$. Эта лампа должна иметь большую крутизну анодно-сеточной характеристики и малую междуэлектродную емкость участка анод — катод. Экранирующее действие заземленной сетки лампы $Л_2$ значительно ослабляет прохождение сигналов гетеродина в антенну. В каскодной схеме обычно используются двойные триоды 6Н3П и 6Н14П.

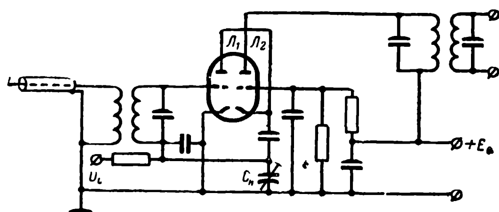



Рис. 15-24. Каскодная схема УВЧ.

*Преобразователь телевизора* по супергетеродинной схеме состоит из смесителя и гетеродина. Образование промежуточной частоты происходит в результате биений сигналов изображения и звука с сигналами местного гетеродина вследствие нелинейности характеристики преобразователя. При этом несущие изображения и звука преобразуются в сигналы более низких — промежуточных частот. Если частота гетеродина больше частоты несущих изображения и звука, то происходит «поворот» спектров сигналов изображения и звукового сопровождения на оси частот. Это означает, что до гетеродинирования несущая сигналов изображения была меньше несущей звукового сопровождения, а после гетеродинирования промежуточная частота сигналов изображения будет больше промежуточной частоты сигналов звукового сопровождения. Преобразователь должен иметь достаточную крутизну преобразования, вносить возможно меньше шумов в преобразуемый сигнал и обладать хорошей стабильностью по частоте преобразования.

Гетеродин преобразователя телевизионного приемника обычно выполняется на отдельной лампе. При этом достигается более надежная и устойчивая работа преобразователя, в особенности на частотах свыше 100 *Мгц*.

В преобразователях метровых волн используются как триоды, так и пентоды. Триоды «шумят» меньше, чем пентоды, однако последние имеют большую крутизну преобразования.

Уровень шума триода оценивается по так называемому эквивалентному сопротивлению шума $r_ш$ (*ом*), величина которого обратно пропорциональна крутизне преобразования,

$$r_ш = \frac{2 \div 3}{S_{по}}.$$

Для работы в смесительном каскаде наиболее целесообразно использовать высокочастотный триод с высокой крутизной характеристики.

*Гетеродины преобразовательных* каскадов телевизионных приемников выполняются по обычным схемам автогенераторов. Наиболее важной характеристикой гетеродина является стабильность частоты генерируемых им колебаний. Особенно устойчивой должна быть частота гетеродина в телевизорах с дополнительным каналом УПЧ звука. При сравнительно узкой полосе пропускания УПЧ звукового канала ($\Delta f \approx 200 \div 300$ *кгц*) уход частоты гетеродина в пределах 0,01—0,02% приводит к резкому ухудшению качества звукового сопровождения телевизионной передачи. Поэтому для восстановления качества звучания гетеродин необходимо часто подстраивать.

Повышение стабильности гетеродина достигается применением в его схеме термокомпенсирующих конденсаторов (керамические конденсаторы группы М) и мостовых схем связи смесителя с УВЧ и гетеродином при односеточном преобразовании.

В телевизорах, построенных по одноканальной схеме, требования к стабильности гетеродина менее жесткие.

В схеме гетеродина смещение на сетке лампы образуется автоматически за счет сеточных токов. Подбором величины элементов $R$ и $C$ в цепи сетки можно добиться в некоторых пределах повышения стабильности амплитуды генерируемых колебаний. Величина постоянной времени цепи $RC$ для этого должна быть меньше постоянной времени колебательного контура гетеродина

$$RC < \frac{Q}{\pi f},$$

где $R$ — сопротивление утечки сетки, *ом*;
$C$ — емкость конденсатора в цепи сетки, *ф*;
$Q$ — добротность контура гетеродина;
$f$ — частота генерируемых колебаний, *гц*.

В современных отечественных телевизорах блоки ПТК унифицированы, имеют переключатель барабанного типа, с помощью которого производится переключение телевизора на прием одного из 12 каналов.

При переключении с одного канала на другой производится включение соответствующих элементов высокочастотной части телевизора (переключаются катушки индуктивности контуров УВЧ, смесителя и гетеродина). Плавная настройка на частоту сиг-

налов выбранного телецентра достигается подстройкой частоты гетеродина.

**Блок ПТК на транзисторах.** В каскаде УВЧ блока ПТК применяются два способа включения транзистора: с общим эмиттером и с общей базой. Схемы с общим коллектором в блоках ПТК обычно не применяются. Выбор схемы включения определяется граничной частотой используемого транзистора. В случае применения транзистора с граничной частотой, превышающей в 3 раза частоту усиливаемого сигнала, предпочтение отдается схеме включения с общим эмиттером. При более низком частотном пределе транзистора применяется схема с общей базой, работающая более устойчиво без применения специальных схем нейтрализации. Каскад с общим эмиттером хотя и может дать большее усиление, но из-за наличия внутренней обратной связи (за счет обратной проходной проводимости транзистора) не применяется, так как работает менее устойчиво. Для повышения устойчивости такого каскада необходимо нейтрализовать обратную проходную проводимость транзистора.

Возможность применения транзисторов в блоке ПТК рассмотрим на примере трехпрограммного блока (рис. 15-25).

Во входную цепь ПТК включен параллельный колебательный контур $L_4$—$L_6C_2$. Согласование этого контура с антенной производится посредством высокочастотного трансформатора $L_2L_3$, а со входом транзистора УВЧ — через емкостный делитель $C_3C_4$.

Результирующая емкость конденсаторов делителя и конденсатора $C_2$ образует емкость конденсатора колебательного контура входной цепи. Для ослабления сигналов промежуточной частоты, попадающих во входную цепь ПТК, последовательно с первичной обмоткой высокочастотного трансформатора включен параллельный колебательный контур $L_1C_1$ (фильтр-пробка), настроенный на промежуточную частоту.

В целях уменьшения габаритов транзисторного ПТК и упрощения его конструкции во входном контуре применено последовательное включение катушек разных поддиапазонов.

Каскад УВЧ собран по схеме с общей базой без нейтрализации. Режим работы транзистора $T_1$ по постоянному току определяется резисторами $R_1$, $R_2$ и $R_3$. На резисторе $R_1$ эмиттерный ток образует напряжение отрицательной обратной связи, которое способствует температурной стабилизации каскада УВЧ. Для расширения полосы пропускания выходного контура при работе каскада на наиболее низкочастотных каналах катушки $L_8L_9$ шунтируются резистором $R_4$.

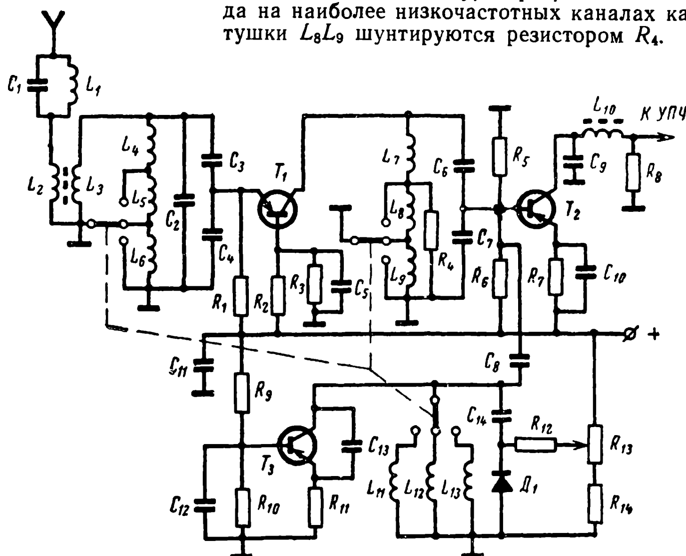



Рис. 15-25. Схема транзисторного ПТК на три программы.

Переключение выходного контура УВЧ с одного диапазона (канала) на другой производится, так же как и во входной цепи, путем последовательного включения контурных катушек. Применение последовательного включения контурных катушек во входной и выходной цепях УВЧ при переключении каналов позволяет использовать более простые галетные переключатели без заметного ухудшения стабильности работы каскада. Согласование входа смесителя с выходной нагрузкой УВЧ осуществляется посредством емкостного делителя $C_6C_7$, подключенного параллельно контурной катушке. Результирующая емкость этого делителя совместно с выходной емкостью транзистора $T_1$ и емкостью монтажа образует емкость конденсатора нагрузочного колебательного контура УВЧ.

Смесительный каскад ПТК собран на транзисторе $T_2$, включенном по схеме с общим эмиттером. По переменной составляющей эмиттер транзистора $T_2$ соединен с корпусом посредством конденсатора $C_{10}$. Режим работы транзистора $T_2$ по постоянному току и температурная стабилизация осуществляются резисторами $R_5$, $R_6$ и $R_7$.

Нагрузкой преобразовательного каскада служит колебательный контур $L_{10}C_9$ с включенным в него согласующим резистором $R_8$. Нагрузочный контур смесителя настроен на промежуточную частоту. С резистора $R_8$ выходной сигнал промежуточной частоты через коаксиальный кабель подается на вход УПЧ. Полоса пропускания выходного кон-

тура смесителя при подключении параллельно резистору $R_8$ эквивалента нагрузки (75 *ом*) составляет около 10 *Мгц*.

В гетеродине ПТК работает транзистор $T_3$, включенный по схеме с общей базой. База транзистора $T_3$ соединена с корпусом по переменной составляющей через безындукционный конденсатор $C_{12}$. Резисторы $R_9$, $R_{10}$ и $R_{11}$ определяют режим транзистора $T_3$ по постоянному току.

Селективным элементом в схеме гетеродина, определяющим частоту генерируемых им колебаний, является параллельный колебательный контур, включаемый в коллекторную цепь транзистора $T_3$. В каждом из поддиапазонов в контур включается отдельная катушка индуктивности ($L_{11}$, $L_{12}$, $L_{13}$). Гетеродин выполнен по схеме с емкостной обратной связью. Элементами цепи этой связи являются конденсатор $C_{13}$ и емкость перехода эмиттер — база транзистора $T_3$. Подстройка частоты гетеродина в пределах 5—6 *Мгц* на каждом из каналов производится изменением емкости *p-n* перехода запертого диода $Д_1$ (варикапа).

Вместо диода варикапа подстройка может осуществляться обычным подстроечным конденсатором. Сигнал гетеродина с коллекторной цепи транзистора $T_3$ подается через конденсатор $C_8$ в цепь базы транзистора $T_2$ смесительного каскада.

Сигнал, подводимый на вход транзисторного ПТК, должен быть по уровню меньше сигнала, подаваемого на вход ПТК на лампах. Поэтому во избежание перегрузок на входе телевизора с транзисторным ПТК, так же как и в современных телевизорах на лампах, устанавливается омический делитель входного напряжения. С помощью такого делителя сигнал на входе ПТК можно уменьшить в случае необходимости в 10 раз.

### Усилитель промежуточной частоты

Усилитель промежуточной частоты (УПЧ) в телевизоре выполняет в основном те же функции, что и в радиовещательном приемнике. Особенность его состоит в том, что промежуточная частота в телевизионных приемниках значительно выше, чем в радиовещательных (порядка 25—38 *Мгц*), а полоса частот составляет 5—6 *Мгц*.

При выборе величины промежуточной частоты телевизионного приемника учитываются: спектральный состав возможных помех со стороны гетеродинов других телевизоров и иных посторонних источников, а также сигналы на зеркальных частотах и их гармоники. Промежуточная частота выбирается не слишком высокой, для того чтобы в сравнительно простом УПЧ можно было добиться хорошей избирательности и требуемого усиления. При низкой промежуточной частоте усложняется подавление сигналов на зеркальной частоте.

Коэффициент усиления УПЧ выбирается в зависимости от класса телевизора. Для реализации максимальной чувствительности, которую может дать высокочастотный блок с каскадом усиления, например, на лампе 6Н14П при отношении сигнал/шум 20 *дб* (при таком отношении получается достаточно хорошее изображение на экране телевизора), требуемый коэффициент усиления УПЧ может быть найден из следующего соотношения:

$$K_{УПЧ} = \frac{U_{ВУ} \cdot 10^6}{U_{Ш} K_{Д} K_{В}},$$

где $U_{ВУ}$ — требуемое напряжение сигнала на входе видеоусилителя, *в*;
$U_{Ш}$ — напряжение шумов на входе УПЧ, *мкв* (для блока ПТК $U_{Ш} \leqslant 6$ *мкв*);
$K_{В}$ — коэффициент усиления высокочастотного блока (для блока ПТК $K_{В} \geqslant 30$);
$K_{Д}$ — коэффициент передачи видеодетектора (для детектора на германиевом диоде $K_{Д} \approx 0{,}2$).

При однокаскадном видеоусилителе коэффициент усиления должен составлять 5 000—10 000.

Наиболее важной задачей при конструировании УПЧ сигналов изображения является формирование частотной характеристики, у которой имелись бы крутой спад со стороны несущей звука со ступенькой на промежуточной частоте звука и пологий спад со стороны несущей изображения, а также глубокое подавление на частотах соседних телевизионных каналов. Наличие ступеньки в частотной характеристике УПЧ позволяет пропускать сигналы звукового сопровождения в приемнике, построенном по одноканальной схеме. При пологом спаде характеристики со стороны несущей изображения уменьшаются искажения воспроизводимого изображения, известные под названием окантовка или многоконтурность. Полоса пропускания УПЧ определяется шириной спектра сигнала изображения и для современных телевизоров составляет 5—6 *Мгц*.

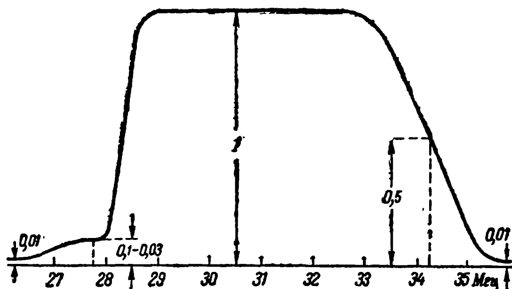



Рис. 15-26. Частотная характеристика УПЧ.

Примерный вид частотной характеристики УПЧ приведен на рис. 15-26.

Вид частотной характеристики УПЧ определяется числом и частотными свойствами используемых в усилителе избирательных элементов. Усилители промежуточной

частоты телевизионных приемников, в отличие от УПЧ обычных радиовещательных приемников, имеют значительно более высокое отношение ширины полосы пропускания $\Delta f$ к среднему значению промежуточной частоты $f_{\text{пр.ср}}$. Так, например, у радиовещательных приемников $\Delta f/f_{\text{пр.ср}} \leqslant 0{,}05$, а у телевизионных $\Delta f/f_{\text{пр.ср}} = 0{,}1 \div 0{,}3$.

**Ламповые УПЧ.** В этих каскадах для получения частотной характеристики нужной формы используют следующие схемы полосовых усилителей: с несколькими одинаково настроенными контурами, с несколькими взаимно расстроенными контурами и комбинированные схемы, использующие контуры первого и второго типов. Для повышения избирательности УПЧ в их схемы включаются так называемые *Т*-, *М*- и *П*-фильтры. Выбор схемы УПЧ определяется простотой конструкции, легкостью настройки и величиной усиления на один каскад.

В УПЧ с одинаково настроенными контурами полоса пропускания составляет:

$$\Delta f_{\text{пр}} = \frac{\Delta f_1}{1{,}2\sqrt{n}},$$

где $\Delta f_1$ — полоса пропускания одиночного каскада;

$n$ — число каскадов.

Полоса пропускания одиночных, одинаково настроенных каскадов должна быть значительно шире общей полосы пропускания в связи с тем, что при последовательном включении контуров (каскадов) результирующая полоса сужается.

Из приведенного выражения можно найти при заданной $\Delta f_{\text{пр}}$ требуемую полосу пропускания $\Delta f_1$ каждого из $n$ одинаково настроенных каскадов.

Коэффициент усиления одиночного каскада $K_1$ составляет:

$$K_1 = \frac{S}{2\pi C \Delta f_{\text{пр}}},$$

где $S$ — статическая крутизна характеристики усилительной лампы;

$C$ — емкость нагрузочного контура усилителя, включающая распределенную емкость монтажа, междуэлектродную и межвитковую емкости.

Необходимое число каскадов УПЧ с одинаково настроенными контурами может быть найдено из выражения

$$n = \frac{\lg (K_{\text{УПЧ}}\, p)}{\lg K_1},$$

где $p$ — коэффициент, зависящий от числа каскадов УПЧ.

| При $n = 1$ | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|---|---|---|---|---|---|
| $p = 1$ | 2,5 | 7,7 | 30 | 130 | 550 |

Так как $p$ зависит от искомой величины $n$, то определение $p$ производится методом проб.

Наиболее широкое распространение получили схемы УПЧ, в которых используются взаимно расстроенные одиночные контуры. Такая схема имеет более простую конструкцию и дает большее усиление при одинаковом с УПЧ на настроенных контурах числе каскадов и заданной полосе пропускания. Так, например, в трехкаскадном усилителе, рассчитанном на общую полосу $\Delta f_{\text{пр}} = 5$ *Мгц*, ширина полосы каждого из одинаково настроенных каскадов должна быть:

$$\Delta f_1 = 1{,}2\sqrt{n}\,\Delta f_{\text{пр}} = 1{,}2\sqrt{3}\cdot 5 \approx 10 \text{ Мгц}.$$

В трехкаскадном усилителе на взаимно расстроенных контурах с полосой пропускания 10 *Мгц* у каждого общая полоса пропускания УПЧ может быть равна 10 *Мгц* при том же общем коэффициенте усиления. Уменьшением полос пропускания отдельных каскадов с расстроенными контурами можно уменьшить общую полосу пропускания до 5 *Мгц*. При этом существенно увеличится коэффициент усиления.

Произведение из ширины полосы пропускания всего УПЧ ($\Delta f_{\text{пр}}$) с расстроенными контурами и одинаковыми лампами в каскадах на коэффициент усиления отдельного каскада $K_1$ определяется соотношением

$$K_1 \Delta f_{\text{пр}} = \frac{S}{2\pi C}, \text{ Мгц},$$

где $S$ — крутизна характеристики лампы, *ма/в*; $C$ — емкость контура, *пф*.

В табл. 15-4 указаны некоторые данные по выбору расстроек и затуханий контуров, которые могут быть использованы при расчете и настройке УПЧ с заданной полосой пропускания и рекомендуемым отношением

$$\delta = \frac{\Delta f_{\text{пр}}}{f_{\text{пр}}} = 0{,}3 \div 0{,}4.$$

Таблица 15-4

| Число взаимно расстроенных каскадов в УПЧ | Настройка каждого одноконтурного каскада | Затухание контура каскада $\delta$ |
|---|---|---|
| Два | 1-го $f_{\text{пр}} + 0{,}35\,\Delta f_{\text{пр}}$ | 0,71 |
| | 2-го $f_{\text{пр}} - 0{,}35\,\Delta f_{\text{пр}}$ | 0,71 |
| Три | 1-го $f_{\text{пр}} + 0{,}43\,\Delta f_{\text{пр}}$ | 0,5 |
| | 2-го $f_{\text{пр}} - 0{,}43\,f_{\text{пр}}$ | 0,5 |
| | 3-го $f_{\text{пр}} + 0{,}43\,\Delta f_{\text{пр}}$ | 0,5 |
| Четыре | 1-го $f_{\text{пр}} + 0{,}46\,\Delta f_{\text{пр}}$ | 0,5 |
| | 2-го $f_{\text{пр}} - 0{,}46\,\Delta f_{\text{пр}}$ | 0,5 |
| | 3-го $f_{\text{пр}} + 0{,}92\,\Delta f_{\text{пр}}$ | 1,1 |
| | 4-го $f_{\text{пр}} - 0{,}92\Delta f_{\text{пр}}$ | 1,1 |

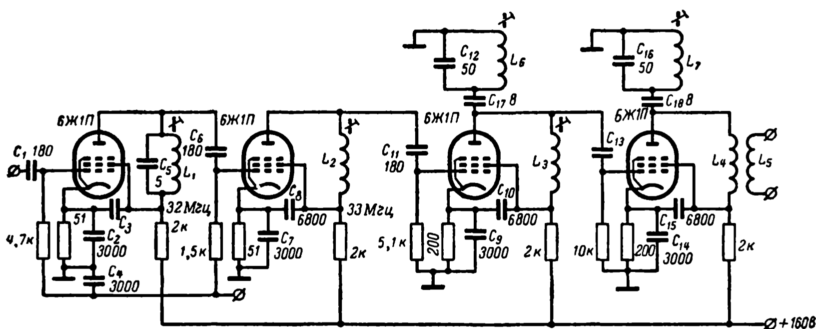


Рис. 15-27. Упрощенная схема УПЧ с расстроенными одиночными контурами.

Простейшая схема УПЧ с взаимно расстроенными контурами (рис. 15-27) наряду с конструктивной простотой имеет и существенные недостатки. Так, например, для ослабления несущих изображения и звука смежных каналов УПЧ необходимо применять параллельные или последовательные режекторные резонансные контуры ($L_6C_{12}$ и $L_7C_{16}$). Режекторный контур настраивается на некоторую частоту, называемую частотой режекции. При сильной связи этого контура с одним из основных контуров УПЧ происходит отсасывание энергии на частоте режекции. Тем самым достигается подавление этих сигналов в тракте УПЧ.

Кроме того, настройка многокаскадного усилителя с взаимно расстроенными контурами связана со значительными трудностями, а получить хорошую избирательность по соседнему каналу с помощью режекторных контуров можно только на узком участке частот. За пределами этого участка избирательность резко падает.

В УПЧ отечественных телевизоров в качестве избирательных цепей широко используются так называемые $T$-фильтры, которые сравнительно просто настраиваются и имеют частотную характеристику с большой крутизной (на граничных частотах). С применением $T$-образного фильтра общее число контуров в УПЧ уменьшается.

Т-образный фильтр можно считать состоящим из двух основных частей. Одна из них (рис. 15-28, *а*) включает: индуктивность $L_{к1}$, емкости $C$ и $C_2$, а также емкость монтажа $C_1$. Частотная характеристика усилителя с включенной в его схему этой частью фильтра представлена на рис. 15-28, *б*. Режекция на частоте $f_1$ достигается за счет последовательного резонанса катушки индуктивности $L_{к1}$ с емкостью $C$ и $C_2$, уменьшающего усиление каскада. Значение частоты $f_1$ определяется выражением

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{к1}(C_1 + C_2)}}.$$

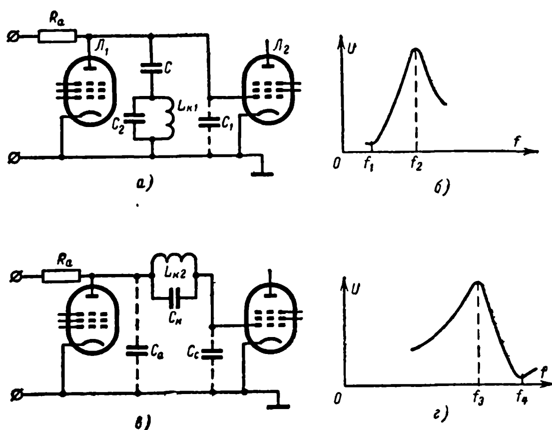


Рис. 15-28. Т-образный селективный фильтр.

Подъем усиления на частоте $f_2$ объясняется параллельным резонансом цепи из катушки $L_{к1}$, конденсатора $C_2$ и последовательных конденсаторов $C_2$ и $C$. Величина частоты $f_2$ находится из следующего соотношения:

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{к1}\left(C_2 + \frac{CC_1}{C_1 + C}\right)}}.$$

Другая часть фильтра (рис. 15-28, *в*) формирует второй спад результирующей частотной характеристики (рис. 15-28, *г*). Подъем усиления на частоте $f_3$ происходит за счет последовательного резонанса цепи с индуктивностью $L_{к2}$ и емкостями $C_а$, $C_к$ и $C_с$. При этом

$$f_3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{к2}\left(C_к + \frac{C_а C_с}{C_а + C_с}\right)}}.$$

Усиление каскада будет минимальным на частоте $f_4$ резонанса контура $C_к L_{к2}$

$$f_4 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{к2} C_к}}.$$

На рис. 15-29, *а* приведена упрощенная схема полосового *Т*-образного фильтра. Конденсаторы $C_3$ и $C_4$ образуют результирующую емкость $C_к$ (рис. 15-28, *в*). При таком совместном включении частей *Т*-фильтра

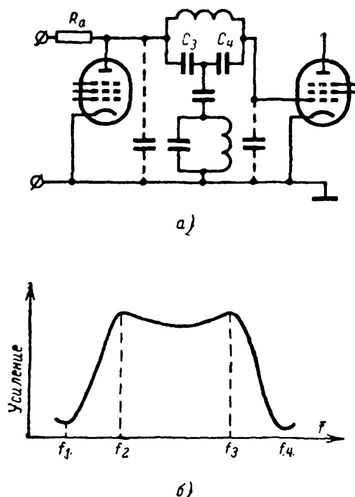



Рис. 15-29. Т-образный фильтр промежуточной частоты.

*а* — схема; *б* — частотная характеристика.

они оказываются несвязанными между собой. Настройка одной части не влияет на настройку другой и наоборот. При этом сохраняется требуемая форма частотной характеристики (рис. 15-29, *б*).

Для компенсации провала в середине частотной характеристики каскада с *Т*-фильтром в УПЧ используются дополнительные одиночные контуры.

На рис. 15-30 приведена схема УПЧ, в каскаде которой включен *Т*-образный фильтр. Для улучшения избирательности УПЧ в его схеме могут включаться два и более таких фильтров, преимущество которых состоит в простоте настройки и высокой избирательности. Кроме того, перестройкой одного из таких фильтров можно регулировать четкость изображения. В этой схеме предусмотрена также регулировка четкости с помощью «реактивного» диода $Д_1$, управляемого постоянным напряжением. При запирании диода емкость конденсатора $C_8$ как бы отключается; при отпирании диода конденсатор $C_8$ оказывается подключенным к контуру, и настройка последнего изменяется (полоса УПЧ уменьшается со стороны высоких частот).

Для УПЧ телевизоров важно, чтобы коэффициент усиления, избирательность и фазочастотная характеристика оставались неизменными при значительных изменениях входного сигнала. Поэтому существенное значение придается хорошему действию системы АРУ и УПЧ.

Более подробные сведения о качественных характеристиках схем УПЧ и необходимые расчеты приведены в разд. 13.

**Транзисторные УПЧ.** В современных отечественных телевизорах промежуточная частота сигналов изображения составляет 38 *Мгц*, а сигналов звукового сопровождения 31,5 *Мгц*. Следовательно, УПЧ сигналов изображения одноканального телевизора должен работать в области частот 31,5—38 *Мгц*. Для усиления сигналов такой полосы частот используются транзисторы с граничной частотой 200 *Мгц* и выше, включаемые по схеме с общим эмиттером. В каскадах УПЧ могут применяться транзисторы и с более низкой, чем 200 *Мгц*, граничной частотой, но в таком случае они включаются по схеме с общей базой, дающей меньшее усиление (по напряжению) на каскад.

Общий коэффициент усиления транзисторного УПЧ должен быть больше лампового, с тем чтобы скомпенсировать недостаточное усиление транзисторного ПТК. Чтобы при напряжении на входе ПТК, равном 25—50 *мкв*, напряжение на нагрузке видеодетектора составляло 0,5—1,5 *в*, коэффициент усиления УПЧ должен быть 500—1 000 и более. Для того чтобы получить такое усиление, в УПЧ применяется от трех до пяти транзисторов.

В УПЧ, так же как и в УВЧ ПТК, для уменьшения шунтирования входом транзистора настроенного нагрузочного контура предыдущего каскада применяются схемы согласования. Это могут быть трансформаторная, емкостная (емкостный делитель) или автотрансформаторная схема согласования. Трансформаторная схема обычно применяется в последнем каскаде УПЧ для

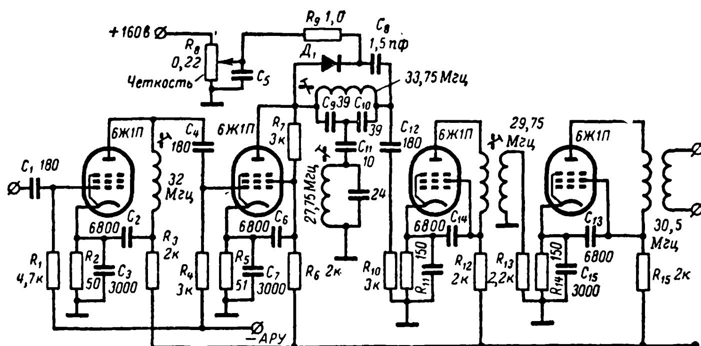



Рис. 15-30. Схема лампового УПЧ с Т-образным фильтром.

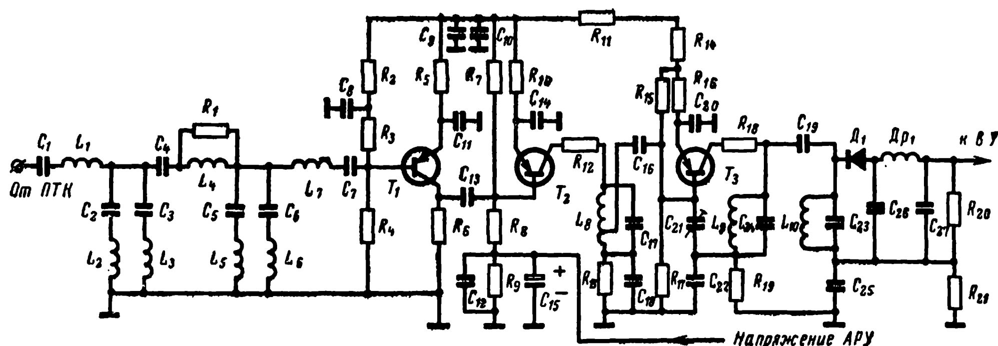



Рис. 15-31. Схема блока УПЧ транзисторного телевизора «Юность».

согласования выходной цепи транзистора с входным сопротивлением видеодетектора. Две другие схемы согласования используются в межкаскадной связи УПЧ. В каскадах УПЧ с полосовыми фильтрами применение емкостной схемы согласования увеличивает добротность контуров. В емкостной схеме входная емкость транзистора следующего каскада образует одну из емкостей делителя и поэтому в цепи согласования используется только один конденсатор.

При хорошем согласовании транзистора с сопротивлением нагрузки коэффициент усиления каскада не изменяется с изменением полосы пропускания, чем транзисторный каскад УПЧ существенно отличается от лампового. Нейтрализация в каскадах УПЧ осуществляется, так же как и в блоке ПТК, путем создания внешней обратной связи между коллектором и базой транзистора. Схемы нейтрализации в УПЧ применяются те же, что и в ПТК. В блоке УПЧ нейтрализацию выполнить проще из-за более низких и постоянных частот усиливаемого сигнала. Вместе с тем на промежуточных частотах, значительно более низких, чем частоты входного сигнала, напряжение внутренней обратной связи в транзисторе оказывается значительно меньшим. Поэтому в схемах УПЧ некоторых конструкций транзисторных телевизоров нейтрализация вообще не применяется, и особенно в каскадах с одиночными колебательными контурами, работающих достаточно стабильно. Введение нейтрализации в каскад позволяет незначительно увеличить коэффициент усиления (на 2 *дб*), что не всегда оправдывается усложнением схемы каскада.

В УПЧ сигналов изображения на лампах для получения нужной частотной характеристики чаще применяются усилители с взаимно расстроенными контурами. В УПЧ же на транзисторах такой тип усилителя дает меньшее усиление, так как каждый транзисторный каскад имеет более широкую полосу пропускания. Поэтому в транзисторном УПЧ чаще применяются резонансные усилители с широкополосными контурами, настроенными на одну и ту же частоту. Необходимая избирательность по соседнему каналу при этом достигается применением режекторных фильтров.

Во всех современных транзисторных телевизорах в УПЧ обязательно применяется АРУ.

Для увеличения эффективности АРУ в УПЧ иногда используется отдельный усилитель постоянного тока, усиливающий регулирующее напряжение.

В транзисторных телевизорах в качестве видеодетектора используется, так же как и в ламповых телевизорах, полупроводниковый диод. Важной задачей при выборе схемы детекторного каскада является согласование его входа с выходом последнего каскада УПЧ и выхода видеодетектора со входом видеоусилителя. Наиболее часто применяется схема детекторного каскада с последовательным включением диода. При этом входное сопротивление детекторного каскада оказывается примерно равным выходному сопротивлению последнего каскада УПЧ, что упрощает согласование.

Входное сопротивление транзисторного видеоусилителя имеет обычно небольшую величину и существенно уменьшается с увеличением частоты усиливаемого сигнала. В связи с этим (с целью выравнивания частотной характеристики) сопротивление видеодетектора должно быть примерно равным входному сопротивлению видеоусилителя на наивысшей из усиливаемых частот видеосигнала (3—5 *ком*).

В качестве примера транзисторного УПЧ рассмотрим схему УПЧ транзисторного телевизора «Юность» (рис. 15-31). Это трехкаскадный усилитель, в котором применены транзисторы ГТ313А. Все каскады собраны по схеме с общим эмиттером.

На входе УПЧ установлен ф и л ь т р с о с р е д о т о ч е н н о й с е л е к ц и и (ФСС), при помощи которого происходит основное формирование частотной характеристики усилителя (см. также § 13-6 и 14-3). В состав этого фильтра входят семь колебательных последовательных контуров $L_1C_1$, $L_2C_2$, $L_3C_3$, $L_4C_4R_1$, $L_5C_5$, $L_6C_6$, $L_7C_7$. Из них контуры $L_2C_2$, $L_3C_3$, $L_5C_5$, $L_6C_6$ (режек-

торные) служат для селекции по соседним каналам (по граничным частотам полосы пропускания УПЧ), а контуры $L_1C_1$, $L_4C_4R_1$, $L_7C_7$ формируют частотную характеристику УПЧ внутри полосы пропускания.

Резистор $R_1$, шунтирующий индуктивность $L_4$ в контуре $L_4C_4$, включен для расширения полосы пропускания этого контура.

В качестве нагрузки первого каскада УПЧ, собранного на транзисторе $T_1$, служит резистор $R_6$, имеющий малое сопротивление ($R_6=220$ *ом*). В результате первый каскад дает незначительное усиление ($K \approx 1$) и служит в основном для согласования выхода фильтра сосредоточенной селекции с входом второго каскада УПЧ на транзисторе $T_2$.

Режим работы транзистора $T_1$ по постоянному току определяется сопротивлением резисторов $R_2$, $R_4$ и $R_5$. Напряжение отрицательной обратной связи на резисторе $R_5$ (по постоянному току) осуществляет стабилизацию характеристик каскада. Конденсатор $C_{11}$, шунтирующий резистор $R_5$, устраняет отрицательную обратную связь для усиливаемого сигнала.

Основное усиление по промежуточной частоте осуществляется вторым и третьим каскадами УПЧ. Нагрузкой транзистора $T_2$ служит одиночный колебательный контур $L_8C_{17}$, настроенный на среднюю частоту полосы пропускания УПЧ (35 *Мгц*). Режим транзистора $T_2$ по постоянному току определяется сопротивлением резисторов $R_7$, $R_9$, $R_{10}$. Резистор $R_{10}$ и конденсатор $C_{14}$ в этом каскаде выполняют те же функции, что и резистор $R_5$ с конденсатором $C_{11}$ в первом каскаде. В цепь базы транзистора $T_2$ подводится напряжение АРУ для регулировки усиления УПЧ в необходимых пределах.

Связь второго каскада с первым — емкостная, осуществляемая через конденсатор $C_{13}$.

Чтобы уменьшить шунтирующее действие транзистора $T_3$ между вторым и третьим каскадами применена автотрансформаторная схема согласования. Связь между этими каскадами осуществляется через конденсатор $C_{16}$.

В выходном каскаде УПЧ работает транзистор $T_3$, режим которого по постоянному току определяется резисторами $R_{15}$, $R_{16}$, $R_{17}$. При этом резистор $R_{16}$ служит для температурной стабилизации параметров каскада. В коллекторную цепь транзистора включена нагрузка в виде полосового фильтра, состоящего из двух связанных контуров: $L_9C_{24}$ и $L_{10}C_{23}$. Связь между контурами емкостная через конденсатор $C_{19}$. Второй контур фильтра $L_{10}C_{23}$ нагружен на видеодетектор. Нейтрализация каскада осуществлена путем включения между коллекторной цепью и цепью базы подстроечного конденсатора $C_{21}$, при помощи которого образуется отрицательная обратная связь, компенсирующая имеющуюся в транзисторе внутреннюю паразитную связь. Нейтрализация улучшает устойчивость работы каскада и позволяет повысить его коэффициент усиления до 20 при полосе пропускания 7 *Мгц*.

В телевизоре «Юность» применяется видеодетектор, собранный по однополупериодной последовательной схеме на диоде Д311 ($Д_1$). Такая схема включения видеодетектора, как уже отмечалось выше, является типичной для транзисторных телевизоров. Нагрузка видеодетектора — резистор $R_{20}$ — включение через фильтр нижних частот $C_{26}C_{27}Др_1$, имеющий частоту среза около 7 *Мгц*.

Выход видеодетектора нагружается входным сопротивлением транзисторного видеоусилителя, которое в диапазоне частот от 0 до 5 *Мгц* изменяется в несколько раз. Поэтому сопротивление резистора $R_{20}$ выбирается таким, чтобы общее сопротивление нагрузки видеодетектора изменялось незначительно. Коэффициент передачи видеодетектора составляет около 0,3.

### Видеодетектор и видеоусилитель

Для демодуляции телевизионных сигналов могут использоваться все известные типы амплитудных детекторов. Наиболее широкое применение находят диодные детекторы на полупроводниковых диодах и, в частности, на германиевых диодах, имеющих малую емкость, малое прямое и большое обратное сопротивление (рис. 15-32).

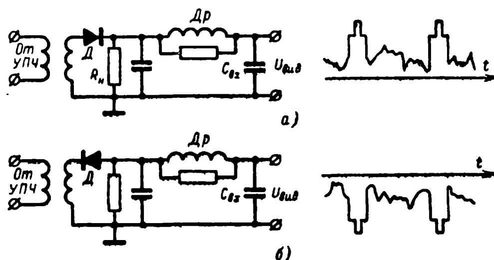



**Рис. 15-32. Схемы диодных видеодетекторов.**

*а* — с позитивной полярностью выходного видеосигнала; *б* — с негативной полярностью выходного видеосигнала.

Для того чтобы уменьшить ослабление высокочастотных составляющих видеосигнала, сопротивление нагрузки $R_н$ видеодетектора выбирается сравнительно малым, равным 3—4 *ком*. При этом входное сопротивление видеодетектора, нагружающее последний каскад УПЧ, составляет 1—1,5 *ком*. Однако уменьшение величины нагрузки детектора не улучшает условий фильтрации сигнала промежуточной частоты. Другой, более эффективный способ коррекции частотной характеристики видеодетектора и улучшения фильтрации заключается в том, что в выходную цепь детектора включается фильтр нижних частот (корректирующий дроссель), имеющий более крутой спад за пределами требуемой полосы пропускания.

На рис. 15-32, *а* приведена одна из типовых схем видеодетектора с корректирующим дросселем. Часто применяется более сложная схема коррекции, включающая два и более корректирующих звена. Такая схема позволяет увеличить сопротивление нагрузки детектора и тем самым увеличить коэффициент передачи каскада.

Применение корректирующих схем тем более важно, что они способствуют хорошей фильтрации сигналов промежуточной частоты и других высокочастотных составляющих, получаемых в результате преобразования входных сигналов в видеодетекторе.

При диодном детектировании имеется возможность менять полярность выходного сигнала путем изменения полярности включения диода (рис. 15-32, *б*), что расширяет возможности при конструировании телевизора в выборе числа каскадов видеоусилителя, подборе режима ламп этих каскадов и согласовании выхода видеоусилителя со входом кинескопа. Применяется также двухполупериодное (двухтактное) детектирование, при котором достигается большой уровень видеосигнала на выходе и улучшается фильтрация сигналов промежуточной частоты и других высокочастотных комбинационных частот.

Телевизионный сигнал с выхода детектора поступает в видеоусилитель, где он должен быть усилен до амплитуды, достаточной для эффективной модуляции (изменения величины тока) электронного луча кинескопа и получения изображения нужной контрастности.

Видеоусилитель представляет собой разновидность обычного усилителя на сопротивлениях, в схему которого для расширения полосы пропускания включены элементы коррекции. С увеличением частоты усиливаемого сигнала коэффициент усиления обычного усилителя на сопротивлениях (без коррекции) уменьшается за счет все большего шунтирования нагрузки усилителя паразитной емкостью, образованной из емкости монтажа, и выходной междуэлектродной емкостью лампы.

В области низких и средних частот спектра усиливаемого телевизионного сигнала усиление резистивного каскада составляет:

$$K_0 = SR_a,$$

где $S$ — крутизна характеристики лампы усилителя, *ма/в*;
$R_a$ — нагрузочное сопротивление, *ком*.

Отношение усиления каскада на высоких частотах $K$ к усилению на низких $K_0$ определяется соотношением

$$\frac{K}{K_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi)^2 f^2 C_a^2 R_a^2}},$$

где $f$ — частота усиливаемого сигнала;
$C_a$ — паразитная емкость, шунтирующая нагрузку усилителя.

Из приведенного соотношения следует, что с увеличением частоты усиливаемого сигнала коэффициент усиления каскада $K$ уменьшается. Из этого же соотношения можно получить зависимость величины граничной частоты $f_в$, определяющей верхнюю границу полосы пропускания на уровне 0,7 $K_0$, от параметров схемы усилителя:

$$f_в = \frac{1}{2\pi R_a C_a}.$$

Из рассмотрения этого выражения следует, что с увеличением $C_a$ полоса пропускания уменьшается (уменьшается величина $f_в$, так как $\Delta f \approx f_в$). Для того чтобы полоса пропускания не изменилась с увеличением $C_a$, нужно соответственно уменьшить $R_a$, при этом уменьшится коэффициент усиления каскада. Умножив обе части последнего выражения на $K_0$, получим:

$$K_0 f_в = \frac{S}{2\pi C_a}.$$

Приведенное соотношение свидетельствует о том, что произведение из коэффициента усиления на ширину полосы пропускания каскада усиления является для данной схемы величиной постоянной, определяемой параметрами этой схемы ($S$ и $C_a$). С увеличением полосы пропускания необходимо уменьшить усиление каскада и наоборот. Таким образом, широкополосный усилитель сигналов может быть и без коррекции, однако при этом коэффициент его усиления будет небольшим.

Для увеличения эффективности усилителя при усилении широкополосных сигналов необходимо увеличивать отношение $S/C_a$, выбирая лампу с большой крутизной и уменьшая паразитные емкости путем рационального монтажа схемы усилителя. Из этих соображений провод, идущий с выхода видеоусилителя к кинескопу, экранировать нецелесообразно, тем более что по проводу подводится сигнал большого уровня и наводки в нем практически не изменяют отношение сигнал/шум.

Для уменьшения излучения высокочастотных составляющих видеосигнала этот провод все же иногда экранируют.

Для увеличения усиления видеосигналов и сохранения требуемой формы частотной характеристики усилителя в области высоких частот применяют так называемые схемы коррекции. На рис. 15-33, *а* приведена схема усилителя сигналов с простой схемой коррекции. В анодную цепь этого усилителя включен корректирующий дроссель. Паразитная емкость вместе с индуктивностью дросселя образует колебательный контур. Если этот контур настроить на некоторую высокочастотную составляющую видеосигнала, то при усилении сигналов этой частоты и близких к ней в полосе пропускания контура шунтирующее действие паразитной емкости существенно уменьшится и усиление каскада повысится. Влиянием индук-

тивности дросселя и паразитных емкостей на нижних частотах спектра можно пренебречь.

Подбором величины индуктивности дросселя $Др_2$ можно менять резонансную частоту образуемого в анодной цепи колебательного контура и тем самым осуществлять подъем усиления в нужной части спектра усиливаемого сигнала.

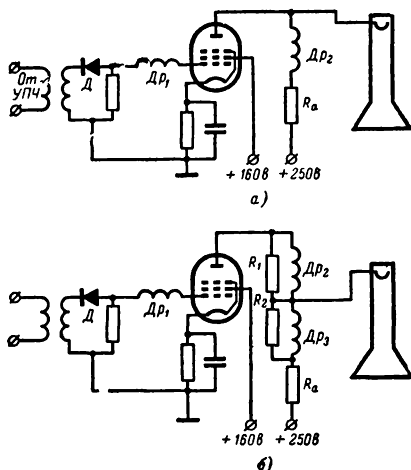



Рис. 15-33. Схемы ламповых видеоусилителей. *а* — с простой коррекцией; *б* — со сложной коррекцией.

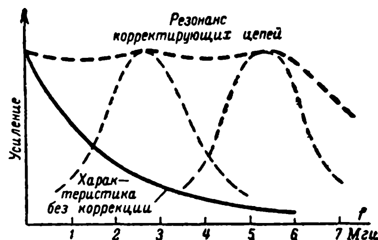



Рис. 15-34. Формирование частотной характеристики видеоусилителя.

В схемах видеоусилителей широко применяется так называемая сложная схема коррекции, в которой используются два и более корректирующих дросселя (рис. 15-33, *б*). Соответствующей настройкой каждого из дросселей можно получить равномерную частотную характеристику в достаточно широкой полосе частот (рис. 15-34). Резисторы $R_1$, $R_2$, шунтирующие дроссели, снижают добротность корректирующих колебательных контуров, улучшая равномерность частотной характеристики.

При однокаскадном видеоусилителе видеодетектор работает при больших напряжениях, имеет лучшую амплитудную характеристику и позволяют передавать постоянную составляющую телевизионного сигнала.



В двухкаскадном видеоусилителе из-за наличия между каскадами разделительной емкости постоянная составляющая на вход второго каскада не проходит. Это приводит к нарушению зависимости средней яркости воспроизводимого на экране изображения от освещенности объекта передачи. Для устранения этого недостатка в двухкаскадных видеоусилителях обычно применяется восстановление постоянной составляющей с помощью диода, включаемого параллельно входу второго каскада.

Каждый каскад видеоусилителя изменяет полярность видеосигнала на обратную. Следовательно, на выходе однокаскадного видеоусилителя полярность видеосигнала будет противоположна той, которую имел этот сигнал на выходе детектора. Двухкаскадный видеоусилитель полярность видеосигнала не изменяет.

Для изменения полярности сигнала на выходе видеоусилителя необходимо изменить полярность включения диода в детекторном каскаде и соответственно изменить режимы работы ламп каскадов видеоусилителя или же, не меняя полярности включения диода, подать сигнал на катод трубки.

При расчете видеоусилителя (однокаскадного) с простой схемой коррекции определяются: сопротивление анодной нагрузки, величина корректирующей индуктивности и коэффициент усиления.

Сопротивление нагрузки $R_{а.н}$ нескорректированного видеоусилителя при заданной полосе пропускания $\Delta f$ может быть определено из выражения

$$R_{а.н} = \frac{1\,000}{2\pi C_а \Delta f},$$

где $R_{а.н}$ — в *ком*, $C_а$ — в *пф*, $\Delta f$ — в *Мгц*.

В скорректированном видеоусилителе сопротивление нагрузки $R_{а.к}$ определяется соотношением

$$R_{а.к} = BR_{а.н} = B\frac{1\,000}{2\pi C_а \Delta f},$$

где $B$ — коэффициент, показывающий, во сколько раз может быть увеличена нагрузка каскада при коррекции усилителя с сохранением полосы пропускаемых частот нескорректированного видеоусилителя.

Величина коэффициента $B$ зависит от добротности колебательного контура, образованного в анодной цепи лампы индуктивностью дросселя и паразитной емкостью $C_а$. Из условия получения наименьших частотных и фазовых искажений усиливаемого сигнала добротность контура выбирают равной 0,6, при этом $B \approx 1{,}66$.

Если считать, что полоса частот усиливаемого сигнала должна быть равной 5 *Мгц*, то значение нагрузочного сопротивления скорректированного видеоусилителя можно определить из следующего выражения:

$$R_{а.к} = \frac{52}{C_а},$$

где $C_а$ — паразитная емкость конденсатора в анодной цепи усилителя, *пф*.

Индуктивность корректирующего дросселя в микрогенри при этом должна составлять

$$L_{др} = \frac{1\,000}{C_а}.$$

Коэффициент усиления видеоусилителя с простой схемой коррекции будет:

$$K_0 = SR_{а.к} = 52\frac{S}{C_а},$$

где $S$ — крутизна лампы, *ма/в*;

$C_а$ — паразитная емкость в анодной цепи лампы, *пф*.

### Транзисторный видеоусилитель

Видеосигнал на выходе детекторного каскада достигает 1 *в*, а для нормальной модуляции луча кинескопа необходимо иметь видеосигнал с размахом 25—60 *в*. Отсюда транзисторный видеусилитель должен иметь коэффициент усиления порядка 25—60.

Помимо усиления сигнала, транзисторный видеоусилитель обычно вырабатывает напряжения для регулировки усиления, яркости и контрастности, а также может усиливать сигналы разностной частоты для подачи их на УПЧ канала звукового сопровождения.

Для того чтобы выполнить указанные функции, транзисторный видеоусилитель должен иметь два каскада: предварительный и выходной (оконечный).

Предварительный каскад, часто называемый каскадом согласования, должен согласовать вход видеоусилителя с выходами сопротивлением детекторного каскада для получения лучшего коэффициента передачи, иметь низкое выходное сопротивление для согласования с низкоомным входом оконечного каскада, иметь высокий коэффициент усиления при необходимой ширине полосы пропускания.

Предварительный каскад чаще выполняется по схеме с общим коллектором. В этом случае он имеет сравнительно большое входное и низкое выходное сопротивления. Такой каскад при включении его в схему слабо шунтирует своим входом нагрузку детектора и хорошо согласуется по выходу с низкоомными входами оконечного каскада.

У каскада с общим коллектором входное и выходное сопротивления могут быть определены из следующих приближенных выражений:

$$R_{вх} = \beta R_н; \qquad R_{вых} = \frac{R_д}{\beta},$$

где $\beta$ — коэффициент усиления транзистора по току при малых входных сигналах;

$R_н$ — сопротивление нагрузки в цепи эмиттера;

$R_д$ — сопротивление нагрузки видеодетектора.

Отсюда следует, что для каскада предварительного усиления следует использовать транзистор с большим коэффициентом $\beta$, работающий при малом токе базы.

Значения величин $R_{вх}$ и $R_{вых}$ в каскаде с общим коллектором мало зависят от частоты усиливаемого сигнала, поэтому удается легко получить достаточно широкую полосу пропускания каскада без введения дополнительной коррекции. Кроме того, предварительный усилитель с общим коллектором имеет лучшую температурную компенсацию и, что особенно важно, передает сигнал с входа каскада на его выход без изменения полярности. В предварительном каскаде видеоусилителя используются транзисторы с граничной частотой 30 *Мгц*.

Оконечный каскад транзисторного видеоусилителя работает в особых условиях. С его выхода должен сниматься видеосигнал большого уровня. Поэтому в таком каскаде используется транзистор, допускающий высокое значение напряжения $U_{к.э}$. Кроме того, этот транзистор должен иметь повышенную мощность рассеивания на коллекторе.

Для получения большого выходного напряжения оконечный видеокаскад иногда выполняется на двух транзисторах по двухтактной схеме. Один из этих транзисторов работает как обычный усилитель, а на втором выполняется самобалансирующийся фазоинверторный каскад. Выходной сигнал в этом случае снимается с коллекторов обоих транзисторов. В двухтактном оконечном видеокаскаде могут использоваться транзисторы с меньшим (в 2 раза) значением допустимого напряжения $U_{кэ}$. Однако в последнее время применяются преимущественно однотактные выходные каскады как более простые, вносящие в усиливаемый сигнал меньше искажений. В таких каскадах используются транзисторы, напряжение питания которых составляет $U_{к.э} \approx 100$ *в*. Оконечный каскад видеоусилителя при этом обычно выполняется по схеме с общим эмиттером, что позволяет получить в нем широкую полосу пропускания (применяя корректирующие элементы) и необходимое усиление сигнала по напряжению и мощности.

Видеосигнал с выхода оконечного каскада может подаваться на вход кинескопа непосредственно или же через переходный конденсатор большой емкости. В последнем случае теряется постоянная составляющая видеосигнала и ее необходимо искусственно восстанавливать во входной цепи кинескопа.

В выходном каскаде видеоусилителя с общим эмиттером для хорошей температурной стабилизации в цепь эмиттера включается большое сопротивление, шунтированное конденсатором сравнительно большой емкости.

Сопротивление нагрузки $R_н$ выходного каскада видеоусилителя зависит от уровня сигнала, который нужно подавать на модулирующий электрод кинескопа, ширины полосы пропускания каскада и допустимой мощности рассеивания транзистора.

Увеличение $R_н$ приводит к уменьшению мощности рассеивания на транзисторе, но вместе с тем уменьшается полоса пропускания каскада из-за влияния входной емкости кинескопа.

Наименьшее значение сопротивления нагрузки $R_{н.мин}$ каскада по схеме с общим эмиттером с учетом максимальной мощности рассеяния $P_{макс}$ транзистора определяется по формуле

$$R_{н.мин} = \frac{U^2}{4P_{макс}},$$

где $U$ — напряжение источника питания.

Полоса пропускания каскада без коррекции составит:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi R_н C},$$

где $C$ — паразитная емкость, шунтирующая сопротивление нагрузки $R_н$ (в основном входная емкость кинескопа).

Для расширения полосы пропускания каскада в его коллекторную цепь включаются элементы высокочастотной коррекции, а в эмиттерную цепь — элементы низкочастотной коррекции (обычно термостабилизирующее сопротивление в цепи эмиттера, шунтированное конденсатором, служит элементом низкочастотной коррекции).

Вследствие того что параметры транзисторов зависят от частоты усиливаемого сигнала, в оконечном каскаде иногда применяют специальную коррекцию. Например, в цепь базы транзистора каскада с общим эмиттером включается индуктивность, которая вместе с большой входной емкостью транзистора образует последовательный контур, способствующий подъему частотной характеристики каскада в области верхних частот.

Коэффициент усиления по напряжению выходного каскада видеоусилителя приближенно определяется по формуле

$$K = \frac{R_н}{(R_э + r_э)},$$

где $R_э$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера транзистора;

$r_э$ — внутреннее сопротивление эмиттерного перехода.

Обычно $r_э < R_э$, поэтому $K = R_н/R_э$. Последнее выражение определяет по существу усиление всего видеоусилителя, так как усиление предварительного каскада, выполненного по схеме с общим коллектором, примерно равно единице.

В выходном каскаде видеоусилителя можно использовать транзистор типа КТ601А (*n-p-n*). Предельные значения электрических параметров транзисторов КТ601А следующие: мощность, рассеиваемая транзистором, $P_{к.макс} = 0,5$ *вт*; ток коллектора $I_{л.макс} = 30$ *ма*; ток базы $I_{б.макс} = 30$ *мка*; напряжение коллектор — база $U_{к.б} = 100$ *в*; напряжение эмиттер — база $U_{э.б} = 2$ *в*.

В двухкаскадном транзисторном видеоусилителе с эмиттерным повторителем выходной видеосигнал на входе имеет обратную полярность по отношению к входному сигналу, поступающему с нагрузки детекторного каскада. Нужная полярность видеосигнала достигается в этом случае сменой полярности включения диода детекторного каскада или же использованием в качестве модулирующего электрода в кинескопе катода или сетки.

При подаче видеосигнала на катод кинескопа модуляция электронного луча оказывается более эффективной, а требуемый раз-

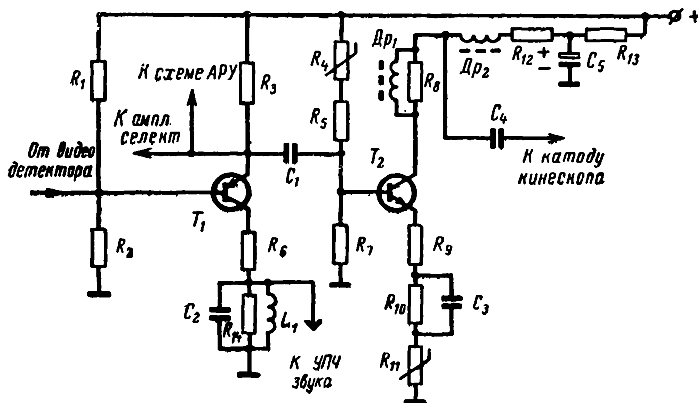



Рис. 15-35. Схема видеоусилителя телевизора «Юность».

мах видеосигнала при том же токе луча несколько меньше, чем при модуляции на сетку кинескопа.

В качестве примера рассмотрим двухкаскадную схему видеоусилителя транзисторного телевизора «Юность» (рис. 15-35). Предварительный каскад его собран на транзисторе ГТ313А ($T_1$) по схеме с общим коллектором.

В коллекторную цепь транзистора $T_1$ включен резонансный контур $L_1C_2R_{14}$, настроенный на разностную частоту 6,5 *Мгц*. Сигнал, снимаемый с этого контура, подается на базу транзистора каскада УПЧ сигналов звукового сопровождения.

С эмиттера транзистора $T_1$ снимаются сиг-

налы синхронизации и регулирующее напряжение АРУ. Параллельный колебательный контур $L_1C_2$, кроме того, служит для подавления сигналов разностной частоты 6,5 *Мгц* в видеосигнале, поступающем на модулирующий электрод кинескопа.

Оконечный каскад видеоусилителя выполнен по схеме с общим эмиттером на высоковольтном кремниевом транзисторе КТ601А. Для расширения полосы пропускания до необходимого значения в каскаде применена сложная схема коррекции. Дроссели $Др_1$, $Др_2$ и резистор $R_8$ образует цепь коррекции, а резистор $R_{12}$ служит нагрузкой выходного каскада, с которой видеосигнал через конденсатор $C_4$ подается на катод кинескопа 23ЛК9Б.

Контрастность изображения на экране кинескопа регулируется посредством потенциометра $R_{11}$, включенного в эмиттерную цепь транзистора $T_2$. Поскольку сигналы синхронизации снимаются с выхода предварительного каскада видеоусилителя, а регулировка контрастности производится в выходном каскаде, то амплитуда сигнала синхронизации при регулировании контрастности не изменяется; это необходимо для нормальной работы амплитудного селектора системы синхронизации.

Режим работы транзистора выходного каскада может регулироваться с помощью потенциометра $R_4$, включенного в цепь делителя, питающего базу транзистора $T_2$.

## Автоматические регулировки в телевизорах

Автоматическая регулировка усиления в телевизорах применяется для уменьшения влияния колебаний уровня телевизионного сигнала, которые могут быть весьма существенными при приеме на большом удалении от телецентра. Регулировкой охватываются преимущественно первые каскады УПЧ и иногда каскад УВЧ. В блоке ПТК на последний каскад УПЧ напряжение АРУ не подается. Это объясняется тем, что на сетке лампы такого каскада действует сигнал, занимающий по размаху большую часть линейного участка характеристики. Поэтому в случае смещения рабочей точки по характеристике при АРУ могли бы появиться существенные искажения телевизионного сигнала. Управляющее напряжение вырабатывается схемой АРУ из синхронизирующих импульсов, амплитуда которых определяется уровнем несущей и не зависит от содержания передаваемого изображения.

Наиболее распространенной и эффективной является так называемая ключевая схема АРУ (рис. 15-36). В этой схеме управляющее напряжение образуется путем выпрямления импульсного напряжения, снимаемого с обмотки выходного трансформатора строчной развертки *Тр*. Выпрямление производится лампой $Л_2$, запертой по управляющей сетке большим отрицательным напряжением, образованным на резисторе $R_2$ протекающим по нему катодным током лампы $Л_1$. В моменты поступления строчных гасящих импульсов телевизионного сигнала отрицательной полярности катодный ток лампы $Л_1$ резко уменьшается, следовательно, падение напряжения на резисторе $R_2$ также резко уменьшается. Лампа $Л_2$ при этом отпирается. Отпирание лампы $Л_2$ совпадает по времени с импульсами обратного хода строчной развертки, поступающими на ее анод.

Рис. 15-36. Ключевая схема АРУ.

Выпрямленное отрицательное напряжение на аноде лампы оказывается пропорциональным амплитуде гасящих импульсов и не зависит от значения амплитуды (размаха) видеосигнала в промежутках между гасящими импульсами, т. е. контрастность воспринимаемого изображения не зависит от его содержания (детальности и освещенности).

В приведенной схеме постоянные времени фильтра $R_5C_2$ и цепи $R_4C_3$ могут быть достаточно малыми (100—1 000 *мксек*), чем достигается быстродействие схемы АРУ.

Ключевая схема АРУ хорошо сочетается с ручной регулировкой контрастности (рис. 15-36). При регулировке ручкой контрастности ($R_2$) изменяется ток через лампу $Л_1$, что вызывает изменение величины смещения на сетке лампы $Л_2$ и анодного напряжения лампы $Л_1$, т. е. одновременно меняются контрастность и яркость изображения.

**Особенности транзисторного АРУ.** В современных транзисторных телевизорах АРУ охватывается каскад УВЧ и некоторые каскады УПЧ. Обычно в каскадах, охватываемых АРУ, используются транзисторы типа *р-п-р*.

Характеристика зависимости тока коллектора транзистора от напряжения между базой и эмиттером имеет два участка с уменьшающей крутизной: в области отсечки коллекторного тока и в области насыщения. Следовательно, уменьшение усиления транзисторного каскада может быть получено путем смещения рабочей точки транзистора по характеристике в одну из этих областей.

Смещение рабочей точки достигается и соответствующим изменением напряжения $U_{б.э}$.

Система АРУ, при которой рабочая точка транзистора смещается по характеристике в область насыщения коллекторного тока, называется прямой АРУ или АРУ «вперед». При прямой АРУ на базу транзистора подается регулирующее напряжение отрицательной полярности, которое возрастает с ростом сигнала на входе телевизионного приемника.

Система АРУ, при которой рабочая точка транзистора смещается в область отсечки коллекторного тока, называется обратной АРУ или АРУ «назад». В этом случае на базу транзистора подается положительное регулирующее напряжение, возрастающее с увеличением входного сигнала.

Эффективность обоих типов АРУ примерно одинакова. Однако при прямой АРУ увеличивается напряжение между базой и коллектором транзистора и поэтому он оказывается менее подвержен перегрузкам. Применяется прямая АРУ в каскадах с широкой полосой пропускания. В случае использования обратной АРУ входные и выходные емкости транзистора остаются практически неизменными и, следовательно, система АРУ будет мало влиять на настройку каскада и его частотные характеристики. Поэтому этот вид АРУ применяется в каскадах с узкой полосой пропускания и там где важно сохранить неизменной резонансную частоту контура.

Выбор типа АРУ зависит также от схемы транзисторного каскада УПЧ. Если в коллекторной цепи транзистора каскада кроме нагрузочного контура имеется еще гасящий (развязывающий) резистор значительного сопротивления, то применяться может только прямая АРУ. В случае включения в коллекторную цепь одного колебательного контура, сопротивление которого постоянному току невелико, может применяться обратная АРУ.

В транзисторных телевизорах напряжение АРУ снимается с первых каскадов видеоусилителя.

**Восстановление постоянной составляющей телевизионного сигнала.** При наличии в схеме видеоусилителя телевизора переходного конденсатора усиление полного телевизионного сигнала происходит с потерей постоянной составляющей видеосигнала.

Качество воспроизводимого на экране кинескопа телевизионного изображения при этом будет существенно снижено. Для того чтобы правильно воспроизвести среднюю освещенность передаваемого изображения, в схемах видеоусилителей телевизоров восстанавливают утерянную постоянную составляющую видеосигналов.

В полном телевизионном сигнале имеется последовательность гасящих импульсов, вершины которых при сохранении постоянной составляющей должны находиться на одном уровне, соответствующем уровню черного. В выходном каскаде видеоусилителя применяются специальные схемы, которые поддерживают постоянным уровень черного и тем самым восстанавливают постоянную составляющую видеосигнала.

На рис. 15-37, *г* приведена наиболее простая широко распространенная схема восстановления средней составляющей. Полярность включения фиксирующего диода *Д* в этой схеме определяется полярностью поступающего сигнала. При положительной полярности гасящих импульсов диод включается так, как показано на схеме. Если же сигнал будет подводиться отрицательным, то фиксирующий диод включается в обратной полярности.

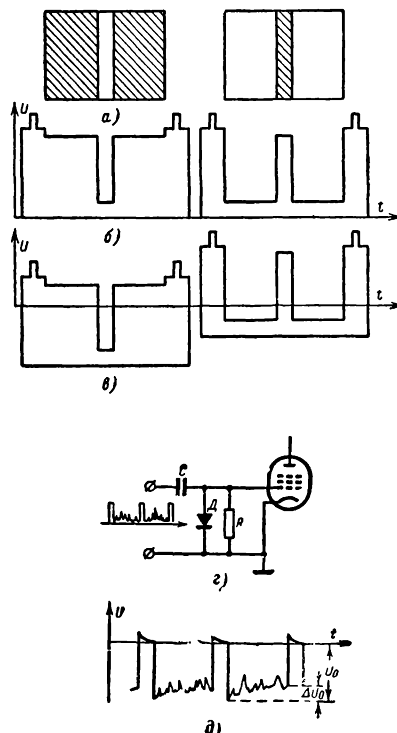



Рис. 15-37. Восстановление постоянной составляющей телевизионного сигнала.

*а* — передаваемый объект; *б* — правильный телевизионный сигнал; *в* — сигнал с потерей постоянной составляющей; *г*—схема фиксации уровня черного; *д* — форма напряжения полного телевизионного сигнала на сетке лампы видеоусилителя.

При поступлении на вход схемы положительных гасящих импульсов диод *Д* отпирается. Так как внутреннее сопротивление открытого диода мало, то конденсатор *C* успеет зарядиться до амплитудного значения напряжения импульса за время действия этого импульса.

При отсутствии импульсов диод *Д* заперт. Разряд конденсатора *C* происходит медленно через большое сопротивление резистора *R*. На нем за счет разрядного тока создается напряжение смещения, приложен-

ное минусом к сетке лампы видеоусилителя. Форма напряжения на сетке лампы показана на рис. 15-37, *д*. Величина отрицательного смещения $U_0$, образуемого на резисторе $R$, определяется амплитудой бланкирующих импульсов, вершины которых в этом случае оказываются «привязанными» к одному уровню напряжения.

Точность фиксации постоянной составляющей повышается (уменьшается значение $\Delta U_0$) с увеличением постоянной времени

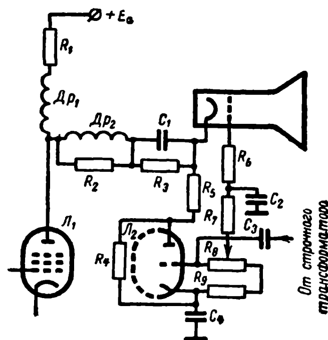



Рис. 15-38. Ключевая схема автоматической регулировки яркости (АРЯ).

*RC*. Однако при значительном увеличении постоянной времени цепи разряда конденсатора в случае резкого изменения величины постоянной составляющей в видеосигнале появятся значительные искажения в воспроизводимом изображении.

Для восстановления постоянной составляющей видеосигнала в передающих устройствах применяются более совершенные схемы фиксации.

**Автоматическая регулировка яркости.** В телевизорах с видеоусилителями без переходных емкостей яркость изображения может меняться с течением времени из-за нестабильности питающих напряжений и прогрева элементов схемы. Для поддержания яркости изображения на некотором постоянном уровне применяются схемы автоматической регулировки яркости (АРЯ).

Наиболее совершенная — *ключевая схема* АРЯ (рис. 15-38). На управляющую сетку лампы $Л_2$ с дополнительной обмотки строчного трансформатора подается импульс обратного хода положительной полярности. В результате сеточного детектирования (заряд и разряд конденсатора $C_3$) на сетке лампы $Л_2$ устанавливается значительное отрицательное смещение, запирающее лампу на время прямого хода строчной развертки. При открытии лампы $Л_2$ в момент поступления на ее сетку положительных импульсов обратного хода развертки конденсатор $C_4$ заряжается. Напряжение на нем при соответствующем подборе сопротивления резистора $R_5$ будет определяться уровнем черного. Так как напряжение, подаваемое на управляющий электрод кинескопа, складывается из падения напряжения на резисторах $R_8$, $R_9$ и напряжения на конденсаторе $C_4$, то средняя яркость телевизионного изображения на экране трубки будет более постоянной, а уровень черного будет фиксироваться независимо от содержания передаваемого изображения.

**Регулировки в транзисторных телевизорах.** Для регулировки усиления применяется преимущественно ключевая схема АРУ. Полярность напряжения АРУ, снимаемого с видеоусилителя, должна соответствовать используемой системе АРУ (прямой или обратной, см. стр. 229). В системе прямой АРУ регулирующее напряжение, подаваемое на регулируемые каскады, должно быть отрицательной полярности, а в схеме с обратной АРУ — положительной. Регулирующее напряжение АРУ, снимаемое с видеоусилителя, для увеличения его эффективности часто усиливается с помощью транзисторного усилителя постоянного тока.

Напряжение АРУ может сниматься с видеодетектора, со специального диода АРУ, включенного в цепь видеодетектора, с эмиттера или коллектора транзистора предварительного или выходного каскадов видеоусилителя.

Если в схеме видеоусилителя имеется переходный конденсатор, то при ключевой АРУ регулирующее напряжение АРУ необходимо снимать до переходного конденсатора.

В телевизорах, построенных по одноканальной схеме, регулировка контрастности изображения осуществляется с помощью переменного сопротивления, включенного в цепь эмиттера оконечного каскада видеоусилителя.

## Канал звукового сопровождения

При одноканальном приеме сигнал разностной частоты 6,5 *Мгц*, используемый в качестве промежуточной частоты канала звукового сопровождения, может быть выделен непосредственно после детектора (рис. 15-39, *а*) или на выходе видеоусилителя (рис. 15-39, *б*). В последнем случае сигнал промежуточной частоты канала звука дополнительно усиливается. Однако при большом коэффициенте усиления видеоусилителя эти сигналы будут проходить на управляющий электрод кинескопа и создавать помехи на воспроизводимом изображении. В наиболее совершенных моделях телевизоров для выделения сигнала разностной частоты используются отдельные детекторы (рис. 15-39, *в*). Выделенный сигнал разностной (промежуточной) частоты подается в УПЧ звука, имеющий один или два каскада. Однокаскадный УПЧ обладает малой селективностью, вследствие этого возможно проникновение в канал звука сигналов изображения, ухудшающих качество звукового сопровождения. Кроме того, однокаскадный усилитель не имеет запаса усиления.

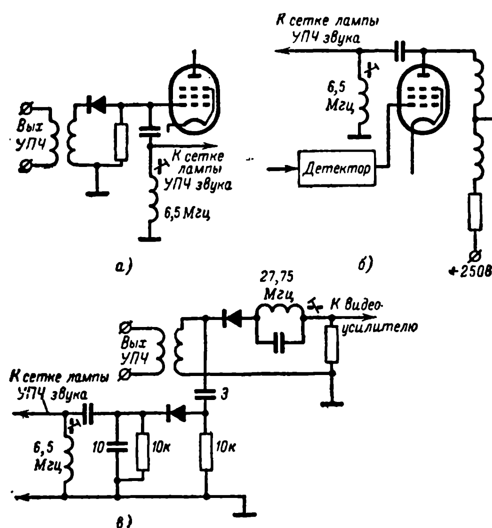



Рис. 15-39. Схемы выделения сигналов промежуточной частоты звука.

Канал звука должен иметь достаточно широкую полосу пропускания, составляющую до 150—200 *кгц*, с неравномерностью не более 3 *дб*. В однокаскадном усилителе такую полосу легко получить при использовании в качестве нагрузки усилителя одного колебательного контура с добротностью 35—40 *м*. В двухкаскадных же усилителях обычно используют полосовые фильтры.

В качестве частотного детектора в телевизорах используются дискриминатор (рис. 15-40, *а*), детектор отношений (рис. 15-40,*б*) и синхронный детектор (рис. 15-40, *в*). Наиболее распространен детектор отношений, хорошо подавляющий паразитную амплитудную модуляцию. Синхронный детектор также подавляет амплитудную модуляцию, но хорошо работает только при сильном сигнале. При этом напряжение звуковой частоты на выходе синхронного детектора достигает 5—10 *в*, что позволяет обойтись в усилителе низкой частоты одним каскадом усиления. Однако для нормальной работы синхронного детектора требуется дополнительный каскад УПЧ. В схеме детектора отношений необходимо применять контур с высокой добротностью и тщательно подбирать связь. Кроме того, требуется большая однородность характеристик диодов. Для того чтобы понизить требования к однородности диодов, последовательно с ними в схему детектора включаются сопротивления, в несколько раз превышающие прямое сопротивление диода, благодаря чему разброс параметров диода мало влияет на работу детектора.

Один из каскадов УПЧ звука (перед детектором отношений) работает в режиме ограничения (с низким напряжением на экранирующей сетке).

Если в качестве частотного детектора используется дискриминатор, то к каскаду ограничения предъявляются более высокие требования, чем к ограничителю, работающему с детектором отношений. Ограничение сигнала в таком каскаде должно наступать при амплитуде сигнала на сетке лампы около 1 *в*, что соответствует для лампы типа 6Ж1П напряжению на экранирующей сетке 15—20 *в*.

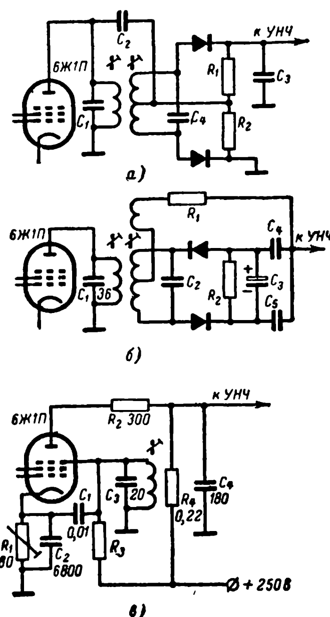



Рис. 15-40. Схемы частотных детекторов.

Так как детектор отношений значительно подавляет паразитную амплитудную модуляцию, то ограничительный каскад при этом может работать при большем экранном напряжении и давать значительно большее усиление.

В случае применения синхронного детектора в звуковом канале надобность в ограничительном каскаде отпадает.

Усилитель низкой частоты звукового тракта строится по таким же схемам, что и в радиовещательных приемниках. Однако по каналу звукового сопровождения телевизионной системы вследствие применения частотной модуляции передаются сигналы более широкого спектра частот. Поэтому в первоклассных телевизорах следует применять широкополосные УНЧ и громкоговорители для высококачественного воспроизведения звукового сопровождения.

## Системы развертки

**Основные расчетные соотношения.** В телевизоре применяют два независимых устройства для развертки изображения по го-

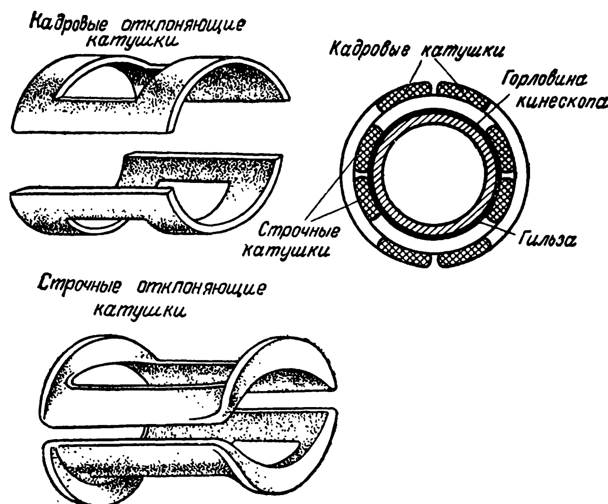



Рис. 15-41. Формы отклоняющих катушек и их взаимное расположение.

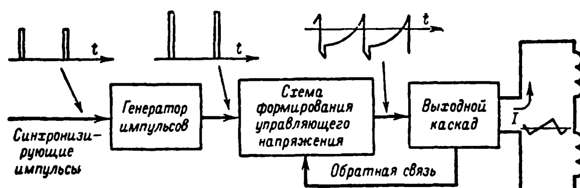



Рис. 15-42. Общая функциональная схема развертки.

ризонтали и по вертикали (по строкам и по кадрам). Типом используемого в телевизоре кинескопа (с электростатическим или с электромагнитным управлением) определяются особенности построения и работы развертывающих устройств. В современных телевизорах находят применение преимущественно кинескопы с электромагнитным отклонением луча. Перемещение луча в таких трубках производится отклоняющей системой, состоящей из двух пар катушек, по которым протекают пилообразные токи. Отклоняющая система надевается на горловину трубки. Две катушки строчной развертки размещаются на диаметрально противоположных сторонах горловины трубки. Катушки кадровой развертки также размещаются на диаметрально противоположных сторонах горловины, но под углом 90° к строчным отклоняющим катушкам (рис. 15-41). Строчные и кадровые отклоняющие катушки объединяются конструктивно в общую отклоняющую систему, которая при монтаже ориентируется (поворачивается на горловине трубки) по отношению к кинескопу так, чтобы на его экране получался правильный растр. При этом магнитное поле строчных катушек в горловине трубки оказывается направленным перпендикулярно направлению строк, а кадровых — вдоль строк растра.

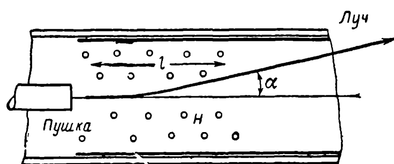



Рис. 15-43. Схема отклонения луча в магнитном поле.

Отклоняющие катушки включаются в качестве нагрузок в выходные каскады соответствующих генераторов разверток. Оба генератора разверток строятся обычно по одной и той же функциональной схеме (рис. 15-42). Генератор импульсов и формирующая цепь вырабатывают периодические (с частотой строк или кадров) импульсы, преобразуемые выходным каскадом в пилообразное изменение тока в отклоняющих катушках.

На рис. 15-43 приведена схема отклонения луча в магнитном поле. Величина тока необходимого для отклонения луча на угол $\alpha$, определяется следующим выражением:

$$I = 2{,}69\,\frac{d_0\sqrt{U}}{Nl}\,\sin\alpha,$$

где $d_0$ — расстояние между отклоняющими катушками, *мм*;
$U$ — напряжение на аноде кинескопа;
$N$ — число витков пары катушек;
$l$ — длина отклоняющей катушки, *мм*.

Из приведенного соотношения следует, что между углом отклонения луча и величиной тока в катушках имеется нелинейная зависимость, и только для малых углов отклонения (у кинескопов с углом отклонения до $2\alpha=70°$) указанную зависимость можно считать приблизительно линейной. В этом случае при сферической поверхности экрана кинескопа с центром сферы, совпадающим с центром отклоняющей системы, величина отклонения пятна на экране будет пропорциональна величине тока в отклоняющих катушках. Это значит, что при линейном (пилообразном) нарастании во времени тока в отклоняющих катушках пятно будет двигаться по экрану во время прямого хода развертки с постоянной скоростью.

Указанная зависимость представлена графически на рис. 15-44. У трубок с большим углом отклонения луча зависимость изменения тока существенно отличается от линейной и приближается к так называемой S-образной (сплошная линия).

Если отклоняющие катушки трубок с большим углом отклонения ($2\alpha = 110°$) питать пилообразным током, то будут наблюдаться геометрические искажения растра (ромбовидность или подушкообразность) и существенная нелинейность (изображение сжато в центре и растянуто по краям). Требуемая форма тока в отклоняющих катушках достигается путем подачи на сетку лампы выходного каскада развертки управляющего напряжения специальной формы. Кроме того, для устранения геометрических искажений растра и нелинейности разверток у трубок с большим углом отклонения луча применяются специальные корректирующие элементы, о которых уже упоминалось при описании особенностей кинескопов с углом отклонения 110°. Через катушки строчной развертки проходит ток с частотой строк (15 625 *гц*), а через катушки кадровой развертки — ток с частотой полукадров (50 *гц*). Вследствие того что форма токов, протекающих через катушки вертикального и горизонтального отклонения, примерно одинаковая, а максимальные значения напряженностей магнитных полей, создаваемых этими катушками, примерно равны, можно считать, что за один период развертки в отклоняющих катушках расходуется одинаковая энергия. Если предположить, что мощность, потребляемая отклоняющими катушками за период, полностью рассеивается, то при частоте строчной развертки, в 312,5 раз большей частоты полукадровой развертки, мощность, потребляемая строчными катушками, будет в 312,5 раз больше мощности, потребляемой катушками кадров. В реальных условиях часть мощности, потребляемой строчными катушками, переходит в реактивную мощность, которая накапливается при прямом ходе развертки в магнитном поле отклоняющей катушки и электрическом поле паразитных емкостей.

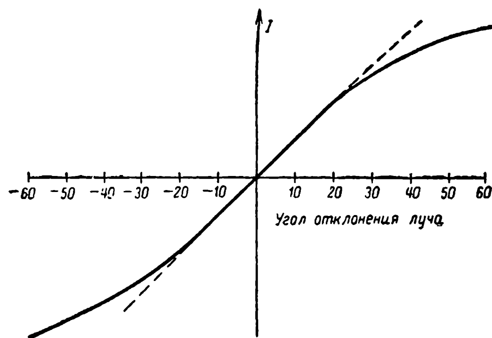



Рис. 15-44. Характеристика изменения тока в отклоняющих катушках, при которой достигается линейность развертки луча на плоском экране при однородном отклоняющем магнитном поле.

**Генератор кадровой развертки на лампах.** В качестве задающего генератора в схеме кадровой развертки обычно используется блокинг-генератор, как наиболее простой и легко синхронизируемый автогенератор (рис. 15-45). Период генерируемых им колебаний зависит в основном от постоянной времени $R_1C_1$ и определяется следующим ориентировочным соотношением:

$$T = (0{,}3 \div 0{,}5)\, R_1 C_1.$$

С изменением величины сопротивления $R_1$ меняется частота следования импульсов, генерируемых блокинг-генератором.

Синхронизирующие импульсы подаются в анодную цепь лампы блокинг-генератора, если они имеют отрицательную полярность, и в цепь сетки при положительной полярности (подробнее см. т. 1, § 11-8).

В качестве выходных каскадов кадровой развертки используются усилители с дроссельным или трансформаторным выходом. В каскаде с дроссельным выходом линейность и размер изображения существенно зависят от формы анодно-сеточной характеристики выходной лампы, напряжения питания и нагрева отклоняющих катушек. Кроме того, трудно добиться линейности развертки по вертикали для кинескопов с большим углом отклонения. Более совершенным является оконечный каскад с трансформаторным выходом. Обычно в таких каскадах используется унифицированный трансформатор, рассчитанный на подключение низкоомных кадровых катушек. Так как частота кадровой развертки весьма низка, то индуктивное сопротивление отклоняющих катушек $X_{LK}$ мало по сравнению с омическим сопротивлением этих катушек. Для того чтобы при такой нагрузке нарастание тока в отклоняющих катушках было линейным, необходимо, чтобы анодный ток лампы, протекающий через первичную обмотку кадрового трансформато-

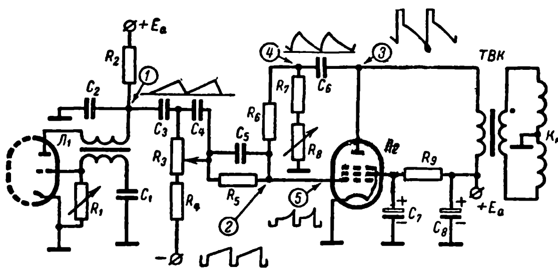



Рис. 15-45. Схема лампового генератора кадровой развертки.

ра, имел пилообразную и параболическую составляющие. С увеличением индуктивности первичной обмотки трансформатора параболическая составляющая должна уменьшаться.

Образование управляющего напряжения нужной формы производится путем создания межкаскадных формирующих цепей и введением отрицательной обратной связи между анодной и сеточной цепями этой лампы.

Формирование управляющего напряжения может быть пояснено с помощью схемы, представленной на рис. 15-45. Пилообразное напряжение образуется на конденсаторе $C_2$ (кривая *1*). Для улучшения линейности этого напряжения постоянная времени цепи $R_2C_2$ выбирается настолько большой, что заряд конденсатора $C_2$ при запертом состоянии лампы блокинг-генератора заканчивается в начальной части зарядной кривой. Для увеличения амплитуды пилообразного напряжения на анод лампы блокинг-генератора подается повышенное напряжение (460—600 *в*), например от схемы вольтодобавки, имеющейся в блоке строчной развертки (см. стр. 237).

Конденсатор $C_4$ шунтирует часть сопротивления резистора $R_3$, улучшая условия прохождения высокочастотных составляющих спектра пилообразного напряжения, снимаемого с конденсатора $C_2$. Если бы этой емкости не было, то из-за наличия распределенных емкостей монтажа, шунтирующих резисторы $R_3$ и $R_4$, высокочастотные составляющие пилообразного напряжения были бы значительно подавлены, а форма напряжения искажена. Резистор $R_5$ и конденсатор $C_5$ образуют цепь, которая способствует лучшей передаче (с меньшим ослаблением) высокочастотных составляющих сигнала, подаваемого на лампу $Л_2$.

Конденсатор $C_5$ вместе с резисторами $R_6$, $R_7$ и $R_8$ образует дифференцирующую цепь, в которой из пилообразного напряжения, поступающего на ее вход, формируется импульс (отрицательный выброс) в управляющем напряжении (кривая *2*). Так как конденсатор $C_5$ дифференцирующей цепи шунтирован сопротивлением резистора $R_5$, то на сетку выходной лампы проходит и пилообразная составляющая управляющего напряжения.

Выходной каскад развертки охвачен отрицательной обратной связью. Напряжение с выхода дифференцирующей цепи (кривая *4*), подключенной параллельно нагрузке каскада, через резистор $R_6$ подается на сетку выходной лампы, где суммируется с управляющим напряжением, поступающим с выхода цепи $R_5C_5$. В результате на сетке лампы выходного каскада формируется результирующее напряжение импульсно-параболической формы (кривая *5*). С помощью резистора $R_8$ степень провала в наклонной части управляющего напряжения может изменяться и этим регулировать линейность развертки по вертикали.

Форма частотной характеристики выходного каскада кадровой развертки оказывает весьма существенное влияние на форму тока в отклоняющих катушках, а следовательно, и на линейность растра по кадру.

На линейность развертки оказывает влияние и линейность рабочей части характеристики лампы каскада, поэтому режим ее работы является критичным. Выбор рабочей точки на характеристике лампы достигается подбором величины отрицательного напряжения, подводимого к резистору $R_4$.

Повышенные требования к линейности развертки изображения по вертикали (по кадрам) и сравнительная неэкономичность схемы приводят к необходимости использовать в выходном каскаде лампы значительной мощности, чтобы создать необходимый пиковый ток в конце прямого хода развертки. При этом сеточное напряжение должно быть отрицательным с тем, чтобы в конце прямого хода не появился сеточный ток, вносящий искажения изображения. В течение прямого хода развертки выходная лампа не должна запираться. Если изображение на экране кинескопа сжато по вертикали в верхней и нижней части, то это указывает на ограничение за счет выходной лампы при данном анодном напряжении. Исправить нелинейность в этом случае можно, увеличив анодное напряжение.

**Генератор кадровой развертки на транзисторах.** Если в ламповом блоке кадровой развертки в качестве задающего генератора можно использовать блокинг-генератор или мультивибратор, то в транзисторном

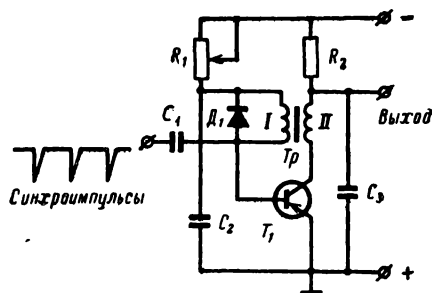



Рис. 15-46. Схема задающего генератора кадровой развертки на транзисторе.

блоке применяется только блокинг-генератор. Это объясняется тем, что частоты следования импульсов, генерируемых блокинг-генератором, в меньшей степени зависят от температуры окружающей среды, чем у мультивибратора. Кроме того, схема блокинг-генератора более проста и позволяет получить пилообразное напряжение лучшей линейности.

Основой схемы транзисторного блокинг-генератора (рис. 15-46) служат транзистор и импульсный трансформатор с сильной связью между обмотками. Одна из этих обмоток включается в выходную, а дру-

гая — во входную цепи блокинг-генератора так, чтобы между указанными цепями создавалась положительная обратная связь. При этом блокинг-генератор возбуждается и генерирует последовательность коротких импульсов с большой скважностью. В качестве выходной цепи может использоваться эмиттерная или коллекторная цепь транзистора, т. е. вторичная обмотка трансформатора может включаться в цепь коллектора или в цепь эмиттера.

Частота следования импульсов блокинг-генератора определяется постоянной времени цепи $R_1C_2$.

ходное сопротивление, но включать непосредственно в цепь коллектора отклоняющие катушки нельзя, так как на них будет происходить большая потеря мощности, часто недопустимая для транзисторных устройств. Кроме того, постоянная составляющая тока в кадровых отклоняющих катушках вызывает значительное смещение растра по вертикали, устранить которое обычными способами центровки не всегда возможно.

Чтобы исключить протекание постоянной составляющей коллекторного тока через кадровые отклоняющие катушки, их связы-

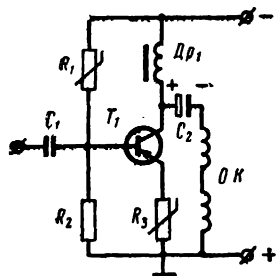



Рис. 15-47. Схема выходного каскада кадровой развертки на транзисторе.

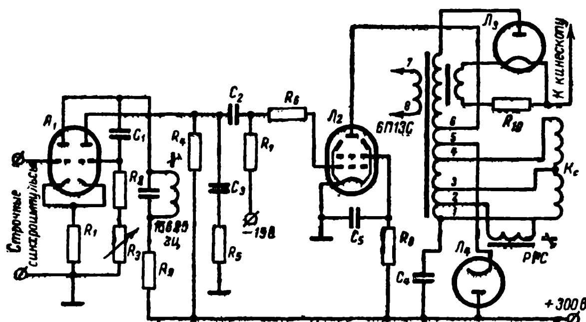



Рис. 15-48. Схема лампового генератора строчной развертки.

В блокинг-генераторе кадровой развертки используются транзисторы с малым временем переключения и небольшим током утечки. С уменьшением тока утечки (обратный ток коллектора $I_{к0}$) увеличивается стабильность частоты генерируемых импульсов.

Кадровые синхроимпульсы можно подавать в цепь базы или коллектора так, чтобы при их поступлении транзистор отпирался. В схеме (рис. 15-46) синхроимпульсы отрицательной полярности подаются в цепь базы через конденсатор $C_1$.

Параллельно первичной обмотке трансформатора блокинг-генератора подключается диод $Д_{р1}$, который служит для сглаживания импульсов напряжения, возникающих на индуктивности обмотки трансформатора в моменты резкого запирания транзистора.

Пилообразное напряжение формируется посредством цепи $R_2C_3$. В момент формирования короткого импульса блокинг-генератора конденсатор $C_3$ быстро разряжается через транзистор, при запирании транзистора конденсатор $C_3$ заряжается через резистор $R_2$. Таким образом, при соответствующем выборе параметров цепи $R_2C_3$ и величины напряжения питания на конденсаторе $C_3$ во время работы блокинг-генератора будет формироваться пилообразное напряжение.

Выходной каскад кадровой развертки на транзисторе делают по схеме с общим эмиттером. Хотя эта схема имеет малое вы-

вают с коллекторной цепью через трансформатор с коэффициентом трансформации 1 : 1 или посредством дросселя через разделительный конденсатор (рис. 15-47).

В транзисторных телевизорах могут применяться отклоняющие катушки и ламповых телевизоров. Амплитуда пилообразного тока в кадровых катушках достигает 200—600 *ма*. Транзистор выходного каскада кадровой развертки рассеивает при этом мощность на коллекторе 1—3 *вт*.

Регулировка размера изображения по вертикали производится изменением сопротивления резистора $R_3$, включаемого в цепь эмиттера или в цепь базы транзистора выходного каскада кадровой развертки. Часто регулировка размера по вертикали осуществляется изменением величины сигнала, подаваемого на вход оконечного каскада развертки.

Режим работы транзистора задается обычно потенциометрическим делителем напряжения (резисторы $R_1$, $R_2$). В схеме кадровой развертки на транзисторах, так же как и в ламповых схемах развертки, применяются цепи линеаризации (интегрирующие цепи в межкаскадной связи, цепи отрицательной обратной связи и т. п.).

**Генератор строчной развертки на электронных лампах.** В качестве задающего генератора строчной развертки наряду с блокинг-генератором часто применяют мультивибратор.

С внедрением схем инерционной синхронизации строчной развертки выявился су-

щественный недостаток блокинг-генераторов — большая нестабильность частоты генерируемых колебаний. Эта нестабильность оказывается настолько значительной, что схема автоматической подстройки частоты не может установить устойчивую синхронизацию. Хорошие результаты дает мультивибратор со стабилизирующим контуром, настроенным на частоту строчной развертки. Такой генератор в 3—4 раза стабильнее, чем блокинг-генератор.

Кроме того, мультивибратор имеет характеристику регулирования с высокой крутизной, в результате чего регулирующее напряжение при автоматическом регулировании частоты может подаваться с фазового детектора системы АПЧ непосредственно (без усиления) в сеточную цепь одного из триодов мультивибратора.

На рис. 15-48 приведена примерная схема генератора строчной развертки, в которой в качестве задающего генератора используется мультивибратор (лампа $Л_1$) со стабилизирующим контуром, включенным в анодную цепь левого (по схеме) триода лампы $Л_1$.

Синхронизирующие импульсы подаются в схему задающего мультивибратора — в анодную цепь лампы, если они отрицательные, или в сеточную цепь, если их полярность положительная. Так, например, синхронизирующие импульсы положительной полярности подаются на управляющую сетку левого триода лампы $Л_1$ (рис. 15-45).

С помощью формирующей цепи $C_3R_5$, включенной на выходе задающего генератора, формируется управляющее напряжение, которое через переходный конденсатор $C_2$ подается на управляющую сетку выходного каскада развертки. Примерная форма управляющего напряжения показана на рис. 15-49, *а*.

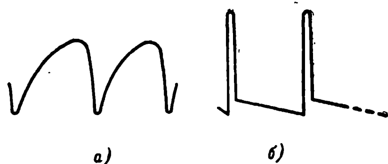



Рис. 15-49. Формы напряжений в характерных точках схемы генератора строчной развертки.

В выходном каскаде строчной развертки всегда применяются мощные пентоды с большим анодным током при сравнительно низком напряжении на аноде лампы. Внутреннее сопротивление лампы во время прямого хода развертки оказывается малым по сравнению с сопротивлением нагрузки; таким образом, по условиям работы она эквивалента идеальному ключу.

В качестве нагрузки выходной лампы строчной развертки чаще используется автотрансформатор (реже — трансформатор) с ферритовым сердечником. К части его обмотки подключаются две последовательно соединенные строчные отклоняющие катушки ($К_С$), представляющие собой для сигналов строчной частоты индуктивную нагрузку. Допустимые значения числа витков, индуктивности и распределенной емкости строчных отклоняющих катушек должны быть значительно меньше, чем соответствующие величины для кадровых катушек. Это необходимо для установления соответствующей длительности обратного хода луча по строкам.

При обратном ходе развертки выходная лампа запирается отрицательным выбросом и перестает шунтировать колебательный контур, способствуя тем самым возникновению в нем свободных колебаний. Если бы свободные колебания к началу прямого хода нового цикла развертки не успевали затухнуть, то они накладывались бы на пилообразный ток и искажали его форму. Для демпфирования колебательного процесса в строчном трансформаторе применяются различные методы. Наиболее распространенным из них является использование демпфирующего диода (демпфера).

К выводам строчного автотрансформатора *1—5* (рис. 15-48) подсоединяется цепь из последовательно включенных конденсатора $C_4$ и диода $Л_4$. В качестве диода используется сравнительно мощный кенотрон. После полупериода свободных колебаний, возникающих во время обратного хода, диод отпирается и начинает шунтировать трансформатор, в результате чего колебательный процесс переходит в апериодический.

Во время прохождения тока через диод $Л_4$ конденсатор $C_4$ заряжается. Если емкость этого конденсатора достаточно велика, то положительное напряжение, образующееся на нем, не успевает значительно уменьшиться за время прямого хода развертки. Это напряжение (вольтодобавка) добавляется к напряжению низковольтного выпрямителя, значительно повышая напряжение на аноде выходной лампы строчной развертки. Таким образом, применение демпфирующего диода в выходном каскаде строчной развертки улучшает линейность развертки, значительно увеличивает амплитуду отклоняющего тока в катушках.

К выводам автотрансформатора подключен дроссель ручной регулировки размеры растра по строкам (РРС). Изменяя его индуктивность (ввертывая или вывертывая ферромагнитный сердечник в катушку дросселя), можно регулировать размер растра по горизонтали. С изменением индуктивности дросселя РРС изменяется результирующая индуктивность части обмотки автотрансформатора между точками *1* и *2*. При этом изменяется коэффициент трансформации между всей обмоткой автотрансформатора и ее частью, к которой подключены катушки.

С обмотки *7—8* снимаются импульсы, поступающие в схемы имеющихся в телевизоре автоматических регулировок.

Смещение на управляющей сетке выходной лампы обычно образуется за счет се-

точного тока этой лампы, появляющегося при нормальной работе каскада. Для предохранения лампы от чрезмерного анодного тока при отсутствии управляющего напряжения на сетку лампы задается начальное смещение. Регулировкой этого смещения можно изменять размер изображения по горизонтали. Линейность строчной развертки (правильная форма пилообразного

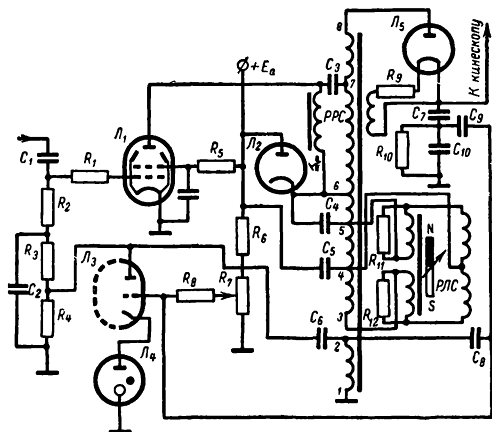


Рис. 15-50. Регулировка линейности строчной развертки с помощью нелинейной индуктивности.

тока) достигается применением строчного трансформатора и отключающих катушек высокой добротности. Для увеличения добротности отклоняющей системы и строчного трансформатора применяются ферритовые магнитопроводы. Без применения специальных мер нелинейность развертки по строкам достигает 12—18%, что выражается в растянутости левого края изображения.

Одним из наиболее эффективных способов линеаризации строчной развертки является включение последовательно с отклоняющими катушками катушки с «нелинейной» индуктивностью (рис. 15-50). Она наматывается на тонком (сечением 3—5 *мм*²) ферритовом сердечнике, располагаемом рядом с постоянным магнитом. Индуктивность такой катушки зависит от направления тока. Это происходит потому, что при одном направлении тока сердечник намагничивается суммарным магнитным потоком от постоянного магнита и от тока, протекающего через катушку, а при другом направлении тока эти магнитные потоки взаимно компенсируются, в результате чего индуктивность катушки увеличивается в несколько раз. Изменяя магнитный поток в сердечнике (удаляя или приближая постоянный магнит), можно осуществить регулировку линейности по строкам (РЛС) в нужной области экрана.

Во время обратного хода развертки происходит резкое уменьшение тока через лампу (лампа запирается отрицательным выбросом управляющего напряжения). Так как нагрузкой выходного каскада является индуктивность, то на аноде лампы во время обратного хода за счет самоиндукции образуются импульсы положительного напряжения, амплитуда которых достигает большой величины, намного превышающей напряжение анодного питания. В связи с этим лампа выходного каскада строчной развертки и конструкция каскада в целом должны иметь высокую электрическую прочность.

Положительные импульсы большой амплитуды, возникающие на обмотке строчного автотрансформатора при обратном ходе развертки, используются для получения высокого напряжения, питающего анод кинескопа. Эти импульсы подводятся к специальному импульсному высоковольтному выпрямителю ($Л_3$ на рис. 15-48), режим работы которого близок к режиму пикового детектора. С фильтра выпрямителя снимается постоянное напряжение. Для того чтобы получить более высокое напряжение, на сердечник автотрансформатора наматывают дополнительную повышающую обмотку.

*Стабилизация параметров развертки.* На размер растра, яркость, контрастность и четкость изображения влияют многие причины. Поэтому в современных телевизорах применяют специальные компенсирующие (стабилизирующие) схемы.

Особенно существенно на качество изображения влияет непостоянство параметров строчной развертки. Это объясняется тем, что генератор строчной развертки, кроме основного своего назначения, является еще источником высоковольтного напряжения. Изменение параметров генератора приводит к изменению величины высокого напряжения, а следовательно, к изменению яркости и размера изображения, расфокусировке луча и в конечном счете к ухудшению четкости изображения.

Стабилизация работы схемы строчной развертки основана на том, что между током в отклоняющих катушках и амплитудой импульса обратного хода имеется определенная зависимость. Поэтому, если поддерживать пиковое напряжение обратного хода на некотором постоянном уровне, можно сохранить неизменным размах пилообразного тока в отклоняющих катушках и высокое напряжение питания анода кинескопа. Эту задачу можно решить так. С отдельной обмотки строчного автотрансформатора снимаются импульсы обратного хода и с помощью импульсного выпрямителя преобразуются в отрицательное напряжение, которое подается на сетку оконечной лампы развертки и изменяет положение рабочей точки на анодно-сеточной характеристике лампы. С увеличением амплитуды импульсов обратного хода увеличивается отрицательное смещение на сетке выходной лампы, что приводит к уменьшению ее анодного тока. При этом импульсы обратного хода, размах тока в отклоняющих ка-

тушках и высокое напряжение принимают установленные значения.

Стабилизация строчной развертки производится по схеме с дополнительным триодом (рис. 15-50). Со специальной обмотки 1—2 трансформатора строчной развертки снимаются положительные импульсы обратного хода и подаются на анод триода $Л_3$, который работает как регулирующая лампа в ключевом режиме. Потенциал катода $Л_3$ стабилизирован с помощью стабилитрона на $Л_4$. На сетку лампы подается положительный потенциал с потенциометра $R_7$. Результирующее напряжение между сеткой и катодом — отрицательное (порядка 50—100 *в*), при котором лампа заперта. Отпирается она при поступлении на ее сетку импульсов обратного хода с обмотки 1—2 через емкостный делитель $C_8$, $C_9$ и $C_{10}$. Одновременно импульсы обратного хода поступают на анод лампы $Л_3$.

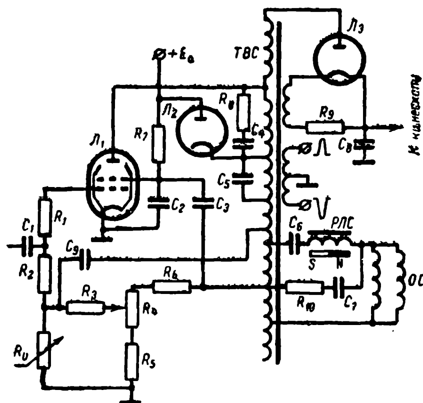



Рис. 15-51. Схема стабилизации строчной развертки с варистором.

При отпертой лампе $Л_3$ конденсатор $C_6$ заряжается, а при запертой — разряжается через резистор $R_4$, на котором образуется отрицательное регулирующее напряжение. Величина регулирующего напряжения зависит не только от амплитуды импульсов обратного хода, но также от величины анодного напряжения, так как при изменении последнего меняется смещение на сетке $Л_3$. Описанная схема стабилизации дает хорошие результаты, но она несколько сложна и поэтому применяется в основном в телевизорах высокого класса.

Более простой является схема стабилизации с нелинейным сопротивлением — варистором $R_U$ (рис. 15-51). Варистор — это полупроводниковый элемент, у которого величина сопротивления уменьшается с увеличением напряжения на его выводах. Поэтому, если варистор включить последовательно с омическим сопротивлением, при значительном изменении напряжения на зажимах этой цепи напряжение будет меняться в меньших пределах. Это позволяет использовать варистор в качестве стабилизатора опорного напряжения.

**Строчная развертка на транзисторах** содержит задающий генератор и выходной каскад, нагруженный строчными отклоняющими катушками. Между задающим и выходным каскадами включается один или два промежуточных (буферных) каскада, которые служат для уменьшения влияния выходного каскада развертки на задающий генератор и систему синхронизации, а также для формирования и усиления импульсов задающего генератора.

В качестве задающего генератора строчной развертки применяется преимущественно блокинг-генератор.

Первичная обмотка трансформатора блокинг-генератора включается в цепь базы транзистора, вторичная же обмотка может включаться в цепь эмиттера (рис. 15-52) или в цепь коллектора. Выходное напряжение задающего генератора снимается с третьей (дополнительной) обмотки трансформатора или же с резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора.

Для увеличения стабильности частоты следования генерируемых импульсов в цепь базы транзистора блокинг-генератора строк включается параллельный колебательный контур ($C_1$, $Др_1$, $R_2$), называемый часто «звенящим» контуром. Этот контур настраивается на несколько меньшую частоту, чем строчная.

В задающем генераторе строчной развертки используются обычные низкочастотные транзисторы. Мощность каскада составляет несколько десятков милливатт.

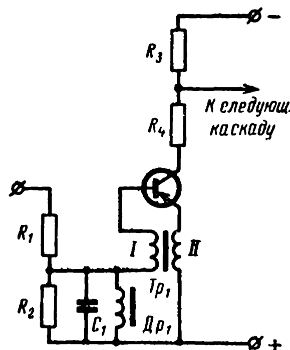



Рис. 15-52. Схема задающего каскада строчной развертки на транзисторе.

Буферные каскады схемы строчной развертки выполняются наиболее часто по схеме с общим эмиттером и с трансформаторным выходом.

Выходной каскад строчной развертки — один из наиболее сложных каскадов транзисторного телевизора. Помимо того что он должен питать пилообразным током строчные отклоняющие катушки, в нем еще вырабатывается высоковольтное напряжение для питания второго анода кинескопа.

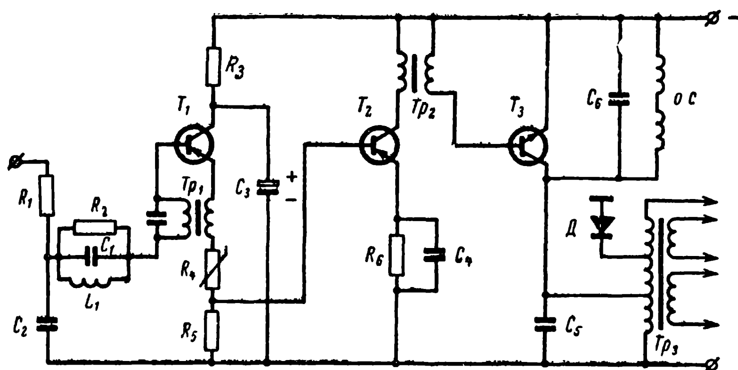



Рис. 15-53. Схема транзисторного блока строчной развертки.

В выходном каскаде строчной развертки транзистор выполняет функцию ключа, подключающего к источнику питания нагрузку каскада (строчные отклоняющие катушки) во время прямого хода и отключающего ее при обратном ходе развертки. Запирание транзистора выходного каскада происходит во время подачи на его выход импульсов задающего генератора. Практически запирание и отпирание транзистора происходят не фронтом или соответственно срезом импульса задающего генератора, а с некоторой задержкой. Эта задержка вызывается наличием у транзистора так называемого времени переключения. Величина времени переключения определяется временем рассасывания зарядов в цепи базы транзистора.

В выходном каскаде развертки по строкам используется мощный транзистор с малым током утечки и большой скоростью (малым временем) переключения.

Увеличение времени переключения приводит к увеличению потерь мощности в выходном каскаде, а при импульсной системе синхронизации — и к значительному сдвигу начала развертки по строкам.

Выходное сопротивление оконечного каскада строчной развертки мало и легко согласуется с низкоомным сопротивлением строчных катушек. Включаются отклоняющие катушки строк в выходной каскад посредством согласующего трансформатора с малым коэффициентом трансформации (примерно равным единице) или автотрансформатора.

Транзистор выходного каскада строчной развертки проводит ток в обратном направлении (обратный ток перехода коллектор — база у транзисторов), поэтому его переход коллектор — база может использоваться как демпфирующий диод. В тех случаях, когда требования к линейности развертки по горизонтали высокие, в выходном каскаде используется специальный демпфирующий диод. Способы регулировки линейности горизонтальной развертки в транзисторном телевизоре те же, что и в ламповом.

На рис. 15-53 приведена упрощенная схема строчной развертки на трех транзисторах. Задающий генератор развертки собран по схеме блокинг-генератора на транзисторе $T_1$. Трансформатор блокинг-генератора включен в цепь эмиттера транзистора. Управляющее напряжение синхронизации, поступающее с системы автоподстройки частоты и фазы (АПЧ и Ф), подается в цепь базы транзистора через резистор $R_1$. В цепи базы транзистора включен «звенящий» контур $L_1C_1$, шунтируемый резистором $R_2$.

Выходные импульсы задающего генератора с делителя $R_4 R_5$, включенного в цепь эмиттера транзистора $T_1$, подаются на базу транзистора $T_2$ каскада усиления и формирования импульсов задающего генератора. В коллекторную цепь этого каскада включена первичная обмотка импульсного трансформатора межкаскадной связи. Со вторичной обмотки трансформатора $Тр_2$ усиленные импульсы задающего генератора поступают на выходной каскад (транзистор $T_3$ типа *n-p-n*). Нагрузкой выходного каскада служат строчные отклоняющие катушки (*ОС*), включенные по автотрансформаторной схеме в первичную обмотку выходного трансформатора $Тр_3$. Диод *Д* используется как демпфирующий.

## Блоки синхронизации разверток

Опыт эксплуатации телевизионных систем показывает, что качество воспроизводимого на экране телевизора изображения существенно зависит от эффективности синхронизации строчной и кадровой разверток.

Синхронизирующие импульсы, управляющие фазой (моментом начала обратного хода каждого цикла развертки) задающих генераторов строчной и кадровой разверток, передаются в телевизионный приемник вместе с телевизионным сигналом изображения. Выделение импульсов синхронизации из полного телевизионного сигнала производится по методу амплитудной селекции с применением ограничительных схем. Такое выделение возможно потому, что син-

хроимпульсы имеют амплитуду бо́льшую, чем уровень телевизионного сигнала.

**Амплитудный селектор.** Основная задача селектора состоит в том, чтобы отделить синхроимпульсы от полного телевизионного сигнала и передать их в каскады развертки по возможности свободными от помех. Это достигается работой амплитудного селектора в режиме ограничения (рис. 15-54, *а*). Режим работы лампы ограничителя выбирается таким, чтобы напряжение запирания $U_{c0}$ (рис. 15-54, *б*) было меньше напряжения смещения $U_{c1}$, образуемого на сопротивлении резистора $R_2$ за счет протекания по нему разрядного тока конденсатора $C_1$ (заряд $C_1$ происходит за счет сеточных токов во время действия синхроимпульсов положительной полярности).

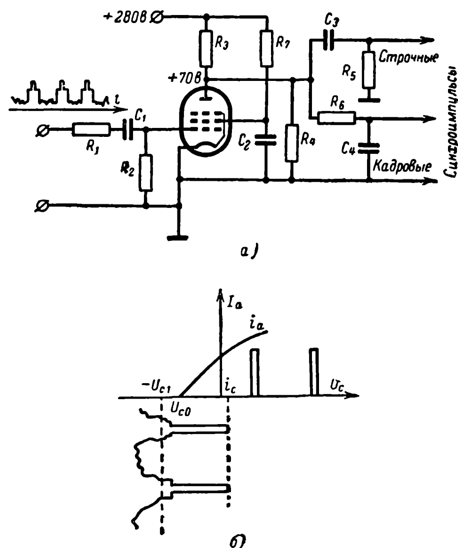



Рис. 15-54. Выделение синхроимпульсов из телевизионного сигнала.

Важное значение для работы селектора имеют параметры сеточной цепи. Резистор $R_1$ (10—20 *ком*) развязывает выход видеоусилителя от входа ограничителя и вместе с паразитной распределенной емкостью образует цепь, которая ослабляет действие импульсных помех и высокочастотных шумов.

Чтобы при передаче белого поля не происходило срезания синхроимпульсов, величина $R_2$ выбирается из соотношения $R_2/R_1 > 25$. Емкость конденсатора $C_1$ выбирается так, чтобы в паузе между строчными синхроимпульсами напряжение на нем практически не изменялось. Постоянная времени сеточной цепи может выбираться в пределах $R_2C_1 \approx 5$ *мксек* $\approx 0{,}05$ *сек*.

Импульсы помех действуют как ложные синхроимпульсы. Кроме того, они при большой амплитуде вызывают появление большого отрицательного смещения на сетке лампы селектора, которое из-за большой постоянной времени $R_2C_1$ сеточной цепи запирает лампу на несколько строчных периодов и нарушает на это время синхронизацию строчной развертки. Для улучшения помехоустойчивости селектора в его схему включается цепь, подавляющая импульсные помехи (рис. 15-55). Постоянная времени цепи $R'C'$ должна быть меньше периода строчной развертки ($T_c = 64$ *мксек*), а величина емкости $C'$ — значительно меньше емкости конденсатора $C_1$. При действии кратковременных импульсных помех конденсатор $C'$ заряжается до большого отрицательного напряжения. Разряд его происходит быстро через резистор $R'$, поэтому селекторный каскад запирается на весьма короткое время.

В телевизорах высокого класса применяются более сложные схемы помехоустойчивых селекторов (ключевая схема и схема подавления). При использовании ключевой схемы лампа селектора всегда заперта и открывается только непосредственно перед приходом синхроимпульсов.

В схеме подавления импульсных помех лампа амплитудного селектора управляется по двум сеткам (гептод). Полный телевизионный сигнал подается на обе сетки: на пентодную при положительной полярности синхроимпульсов, и на управляющую — при отрицательной полярности синхроимпульсов. Режим лампы подбирается так, что при нормальном сигнале лампа как амплитудный селектор выделяет синхроимпульсы. Если приходит импульсная помеха большой амплитуды, то лампа запирается по управляющей сетке.

При подаче на вход ограничителя полного телевизионного сигнала в его анодной цепи выделяется смесь кадровых и строчных синхроимпульсов, а не нужные для целей синхронизации участки полного телевизионного сигнала удаляются.

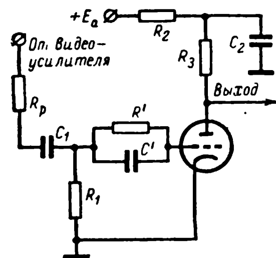



Рис. 15-55. Схема амплитудного селектора с повышенной помехоустойчивостью.

Разделение строчных и кадровых импульсов основано на различии их длительностей и частот следования.

С выхода амплитудного ограничителя смесь импульсов подается на параллельно включенные входы дифференцирующей ($R_5C_3$) и интегрирующей ($R_6C_4$) цепей (рис. 15-54, *а*).

Постоянная времени дифференцирующей цепи выбирается в несколько раз меньше длительности строчного синхронизирующего импульса $RC \approx 0{,}017\ T_c$, где $T_c$ — период строчной развертки. В этом случае при подаче на вход дифференцирующей цепи смеси синхронизирующих импульсов (рис. 15-56, *а*) конденсатор $C$ будет заряжаться за время действия фронтов импульсов, а разряжаться — в течение длительности срезов синхроимпульсов (рис. 15-56, *б*). Напряжение на конденсаторе при заряде равно амплитуде импульсов и практически не зависит от их длительности.

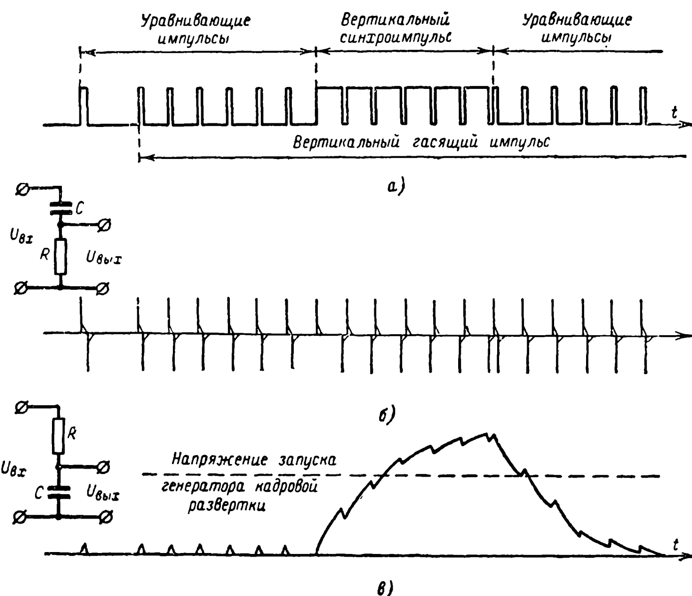



Рис. 15-56. Принцип разделения синхронизирующих импульсов.

Для синхронизации генераторов строчной развертки используются положительные выходные импульсы дифференцирующей цепи, а отрицательные «срезаются» из-за ограничения. Кадровые синхронизирующие импульсы выделяются с помощью интегрирующей цепи (рис. 15-56, *в*), причем выходное напряжение снимается с емкости $C$.

В случае, если на вход интегрирующей цепи будет подан П-образный импульс, выходное напряжение на конденсаторе $C$ будет нарастать в течение длительности входного импульса по экспоненциальному закону

$$U_{вых} = U_{вх}\left(1 - e^{-\frac{t}{RC}}\right).$$

С увеличением постоянной времени цепи $RC$ амплитуда выходного импульса уменьшается.

Так как длительность кадровых синхроимпульсов значительно больше, чем строчных, амплитуда кадровых импульсов на выходе цепи будет во много раз больше амплитуды строчных импульсов.

Для лучшего подавления строчных импульсов постоянная времени интегрирующей цепи должна выбираться большой. Но при этом увеличивается длительность фронта выделяемых кадровых синхронизирующих импульсов, что ухудшает устойчивость синхронизации. Ориентировочная зависимость длительности фронта $t_ф$ кадрового синхроимпульса от постоянной времени интегрирующей цепи определяется соотношением

$$t_ф \approx 2RC.$$

Допустимая длительность фронта $t_ф \approx 80$ *мксек*. При этом постоянная времени $RC = 40$ *мксек*, а коэффициент подавления строчных импульсов при этом будет равным $K_c = 8{,}5$, что недостаточно.

Для получения более крутого фронта импульса на выходе интегрирующей цепи и увеличения коэффициента фильтрации ее выполняют не из одного, а из нескольких $RC$-звеньев, включаемых последовательно. Параметры каждого звена обычно одинаковы. Для трехзвенного фильтра, например, постоянная времени одного звена $RC \approx 0{,}1\ t_ф$. С увеличением числа звеньев интегрирующей цепи лучше подавляются строчные импульсы, но уменьшается крутизна фронта выделенного кадрового импульса. Поэтому число звеньев берется не больше трех.

Кадровая синхронизация осуществляется подачей кадровых синхроимпульсов в схему задающего генератора (блокинг-генератора) развертки. В зависимости от полярности синхронизирующих импульсов они подаются либо на сетку лампы блокинг-генератора (положительные), либо на ее анод (отрицательные).

Строчная синхронизация может производиться двумя способами: 1) подачей синхроимпульсов в цепь сетки лампы задающего генератора (безынерционная импульсная синхронизация); 2) подачей на сетку лампы задающего генератора управляющего напряжения, вырабатываемого специальной схемой сравнения (инерционная схема синхронизации с автоподстройкой частоты). Наиболее широко используется схема инерционной синхронизации, отличающаяся более высокой помехоустойчивостью.

Недостатком безынерционной импульсной синхронизации является то, что при наличии импульсных помех или значительных

шумов приемника строки изображения в беспорядке сдвигаются друг относительно друга, из-за чего резко ухудшается качество воспроизводимого изображения. Инерционная же синхронизация свободна от этого недостатка и поэтому позволяет реализовать высокую чувствительность современных телевизоров даже в тех случаях, когда отношение сигнал/шум составляет менее 20 *дб*.

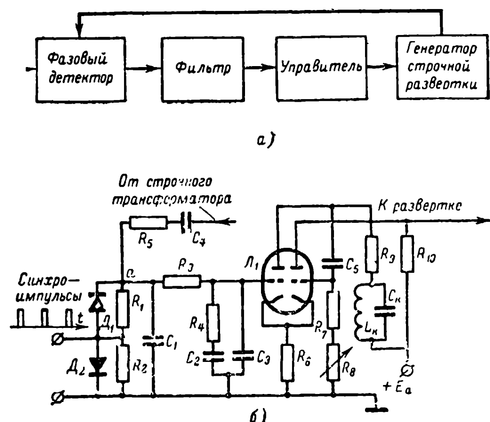



Рис. 15-57. Схема автоматической подстройки частоты генератора строчной развертки.

Инерционная система синхронизации вырабатывает напряжение для сихронизации генератора развертки не за время длительности одного синхронизирующего импульса, как в безынерционной импульсной системе синхронизации, а в течение сравнительно длительного отрезка времени, за который приходит несколько синхроимпульсов.

В качестве одной из инерционных систем синхронизации, широко используемых в настоящее время, является система автоматической подстройки частоты и фазы, функциональная схема которой приведена на рис. 15-57, *а*. Эта система уравнивает фазы импульсов местного генератора строчной развертки и приходящих синхроимпульсов. Сравнение фаз приходящих синхроимпульсов и импульсов генератора развертки происходит в фазовом детекторе. На выходе фазового детектора установлен фильтр, с помощью которого выделяется управляющее напряжение и отфильтровываются помехи, составляющие строчной частоты и ее гармоник. Под действием управляющего напряжения управитель производит подстройку частоты задающего генератора строчной развертки с точностью до фазы.

Принципиальная схема одной из распространенных систем подстройки частоты и фазы приведена на рис. 15-57, *б*. В этой схеме строчные синхроимпульсы положительной полярности подаются на аноды включенных навстречу друг другу диодов $Д_1$ и $Д_2$. К точке *а* схемы подводится пилообразное напряжение сравнения, преобразованное из импульсов обратного хода строчной развертки. Интегрирование осуществляется цепью $R_5C_1$. Одинаковые по величине сопротивления $R_1$ и $R_2$ образуют делитель, который делит пополам напряжение сравнения. Каждая половина этого напряжения прикладывается к диодам $Д_1$ и $Д_2$. Таким образом, на каждый из диодов $Д_1$ и $Д_2$ подается два напряжения: напряжение синхроимпульсов и пилообразное напряжение сравнения.

Если пилообразное напряжение во время действия синхроимпульсов проходит через нуль, то в точке *а* результирующее (управляющее) напряжение равно нулю. Когда пилообразное напряжение (после перехода его через нуль) опережает или отстает по фазе относительно синхроимпульсов, тогда в точке *а* образуется управляющее напряжение. На выходе фазового дискриминатора установлен фильтр нижних частот, состоящий из интегрирующего фильтра $R_3C_3$ и демпфирующей цепи $R_4C_2$. Этот фильтр подавляет импульсные помехи.

Управляющий сигнал подается на сетку левого триода лампы мультивибратора. Так как частота следования импульсов мультивибратора зависит от величины напряжения смещения на сетках его ламп, то с изменением управляющего напряжения по величине и полярности соответственно будет изменяться частота генерируемых колебаний по отношению к среднему ее значению.

Аналогичным образом может автоматически регулироваться частота колебаний, генерируемых блокинг-генератором.

Если в качестве задающего генератора строчной развертки используется генератор синусоидальных колебаний, то управляющее напряжение с фазового дискриминатора подается на сетку реактивной лампы, которая изменяет величину одного из реактивных элементов колебательного контура генератора и тем самым изменяет частоту генерируемых колебаний.

**Каскады синхронизации на транзисторах.** В систему синхронизации транзисторного телевизора входят амплитудный селектор, схема разделения синхроимпульсов и устройство АПЧ строчной развертки.

Для выделения синхроимпульсов видеосигнал подается на амплитудный селектор. Амплитуда сигнала на базе транзистора амплитудного селектора не должна превышать 1 *в*. Такой сигнал может быть снят с нагрузки видеодетектора, с выхода предварительного или оконечного каскадов видеоусилителя. Наиболее часто синхронизирующий сигнал снимается с базы транзистора оконечного каскада видеоусилителя. Если полярность видеосигнала такова, что синхросигнал нужно снимать с выхода оконечного каскада видеоусилителя, тогда к основному нагрузочному резистору оконечного каскада подключается последовательно дополнительный резистор в несколько сотен ом и с этого резистора снимается синхросигнал.

В каскаде амплитудного селектора транзистор должен работать так, чтобы в некоторый интервал времени его можно было

запереть, а в другой интервал времени — отпереть подаваемым на вход сигналом. Видеосигнал, подаваемый на вход амплитудного селектора на транзисторе, должен иметь такую полярность, чтобы транзистор отпирался при прохождении синхроимпульса. Следовательно, если на вход селектора подается видеосигнал положительной полярности, как это происходит в ламповом амплитудном селекторе, то в каскаде необходимо применить транзистор типа *n-p-n*, а при отрицательном видеосигнале транзистор типа *p-n-p*.

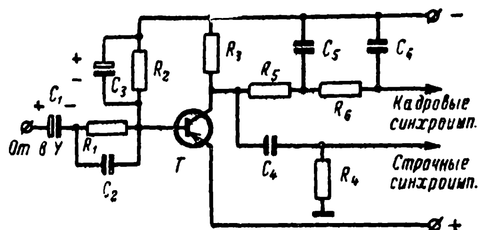



Рис. 15-58. Транзисторная схема выделения и разделения синхроимпульсов.

Для устойчивой синхронизации режим работы транзистора амплитудного селектора должен быть таким, чтобы синхроимпульс отделялся от видеосигнала (видеосигнал не должен проходить в канал синхронизации) и ограничивался с двух сторон. Ограничение сверху достигается из-за насыщения транзистора, а снизу — из-за отсечки коллекторного тока.

Транзисторный амплитудный селектор выполняется обычно по схеме с общим эмиттером. Для задания требуемого режима транзистору используются цепи автоматического или фиксированного смещения. Иногда применяются цепи комбинированного смещения, т. е. фиксированного и автоматического, как это сделано в схеме на рис. 15-58. Постоянное (фиксированное) напряжение смещения подается на базу транзистора через резистор $R_2$, а автоматическое смещение образуется цепью $R_2C_2$. На рис. 15-58 показана схема разделения синхроимпульсов, состоящая из интегрирующей ($R_5$, $R_6$, $C_5$, $C_6$) и дифференцирующей ($R_4C_4$) цепей.

В практических схемах, как правило, используются двух- и трехзвенные интегрирующие цепи. Постоянная времени каждого их звена примерно равна 100 *мксек*. ($R \approx 1 \div 33$ *ком*; $C \approx 0,1 \div 0,003$ *мкф*). Величина емкости конденсатора дифференцирующей цепи зависит от выходного сопротивления каскада амплитудного селектора. Она может выбираться в пределах от 0,001 до 0,01 *мкф*.

Обычно после амплитудного селектора на транзисторе для усиления и дополнительного ограничения синхроимпульсов включается один или несколько каскадов усиления. Эти каскады, кроме того, уменьшают влияние генераторов развертки на работу видеоусилителя и дают возможность лучше разделить кадровые и строчные синхроимпульсы. При наличии усилителей синхроимпульсов амплитудный селектор выполняется чаще по схеме с общим коллектором. Скорость переключения транзистора в амплитудном селекторе небольшая, поэтому для хорошей формы (крутого фронта) выходных синхроимпульсов в этом каскаде могут использоваться обычные высокочастотные транзисторы с граничной частотой 2 *Мгц*. Требуемая мощность рассеивания транзистора амплитудного селектора невелика, так как при работе транзистор значительное время заперт.

Для нормальной работы амплитудного селектора на его вход нужно подавать видеосигнал с небольшим размахом ($\sim 1$ *в*), что является существенным преимуществом транзисторного селектора перед ламповым.

В транзисторных телевизорах синхронизация генератора строчной развертки производится только с помощью системы автоматической подстройки частоты и фазы (АПЧ и Ф). Это необходимо потому, что используемые в строчной развертке транзисторы, в особенности наиболее мощные из них, имеют значительное время переключения, обусловливающее при импульсном методе синхронизации большой ($\sim 5$ *мксек*) сдвиг изображения на экране кинескопа по горизонтали. При инерционной системе синхронизации (АПЧ и Ф) указанный сдвиг устраняется.

В схеме с раздельным усилением кадровых и строчных синхроимпульсов (рис. 15-59)

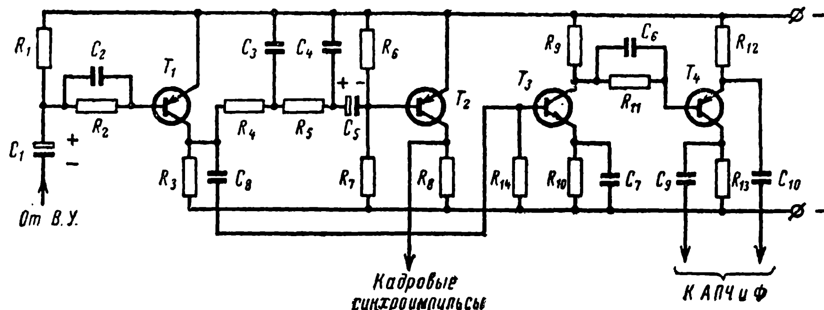



Рис. 15-59. Транзисторная схема раздельного усиления синхроимпульсов.

амплитудный селектор выполнен на транзисторе $T_1$, а усиление кадровых синхроимпульсов производится каскадом на транзисторе $T_2$.

Строчные синхроимпульсы усиливаются двухкаскадным усилителем (транзисторы $T_3$ и $T_4$). Особенность оконечного каскада на транзисторе $T_4$ состоит в том, что с его выхода снимаются биполярные синхроимпульсы строк, которые подаются в систему АПЧ и Ф.

## Унификация схем и конструкций телевизоров

Повышение качества и надежности телевизоров привело к необходимости унификации многочисленных схем блоков и конструкций, разрабатываемых различными предприятиями.

В результате для телевизоров III и II классов были разработаны варианты унифицированных конструкций, по которым и выпускаются телевизоры с кинескопами разных типов и разных названий.

*Унифицированные телевизоры* имеют надежную конструкцию, минимальные габариты и вес, хороший доступ к монтажу, облегченный тепловой режим и высокие эксплуатационные параметры. Этот телевизор рассчитан на массовый выпуск по наиболее передовой технологии производства с применением максимальной механизации и автоматизации процессов сборки и настройки. Применение кинескопов взрывобезопасной конструкции позволило использовать всю полезную площадь экрана для формирования изображения.

Основные электрические параметры таких телевизоров: яркость не менее 100 *нит*; чувствительность, ограниченная шумами, не хуже 80 *мкв*; чувствительность по тракту звука — не хуже 50 *мкв*; избирательность по каналу несущей частоты —1,5 и +8 *Мгц* от несущей изображения — не менее 40 *дб*; среднее звуковое давление на расстоянии 1 *м* от телевизора 6 *бар*; ширина полосы звукового сопровождения 100—10 000 *гц*; напряжение на выходе канала изображения поддерживается в пределах 3 *дб* при изменении входного напряжения от 0,25 до 50 *мв*; нелинейные искажения растра по горизонтали 12, по вертикали 9%; размеры изображения стабилизированы.

Функциональная схема унифицированного телевизора приведена на рис. 15-60.

Блок переключателя телевизионных каналов (ПТК-7) выполнен способом печатного монтажа и печатных контуров и имеет автоматическую подстройку частоты гетеродина. В блоке применены две лампы: 6Н23П и 6Ф1П. Вход блока рассчитан на кабель с волновым сопротивлением 75 *ом*. На входе блока применены полосовой фильтр и режекторный контур. Связь входа ПТК с антенной — емкостная.

Усилитель высокой частоты блока выполнен по каскадной схеме. Во всем диапазоне принимаемых частот применена емкостная нейтрализация. В анодной нагрузке УВЧ применен полосовой фильтр, причем на 1—5-м каналах связь кондуктивная (настройка производится емкостью), а на 6—12-м каналах связь емкостная (настройка производится индуктивностями).

Гетеродин собран на триодной части лампы 6Ф1П по схеме емкостной трехточки. Автоматическая подстройка его частоты осуществляется электрически с помощью варикапа, работающего в режиме запирания. Варикап изменяет частоты гетеродина не менее чем на 3 *Мгц* при изменении управляющего напряжением в пределах 0,5—13 *в*.

Смеситель выполнен на пентодной части лампы 6Ф1П.

Нагрузкой смесителя служит трехконтурный фильтр. Фильтр настроен на стандартные промежуточные частоты 31,5 и 38 *Мгц*.

Канал изображения выполнен в виде отдельного функционального узла, включает трехкаскадный усилитель промежу-

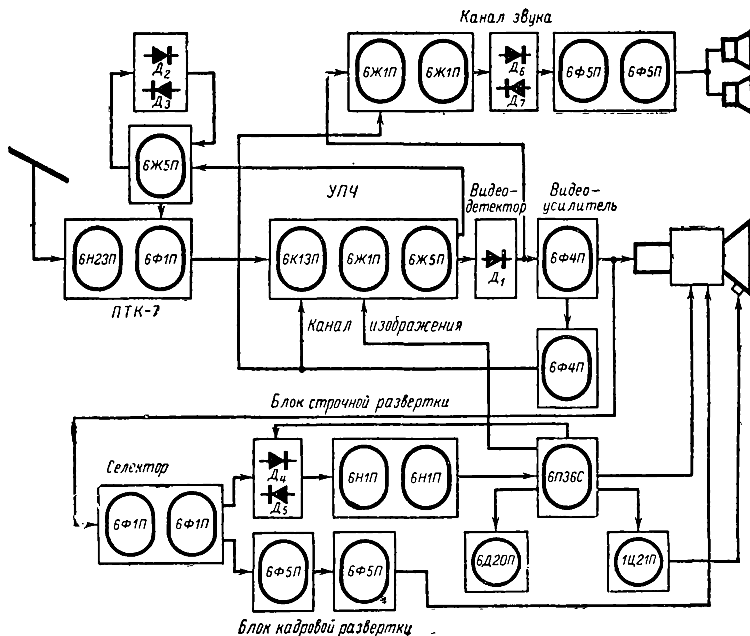



Рис. 15-60. Функциональная схема унифицированных телевизоров типов УНТ-47 и УНТ-59.

точной частоты, выполненный на лампах 6К13П, 6Ж1П и 6Ж5П (первый каскад охватывается напряжением АРУ), видеодетектор, видеоусилитель — на пентодной части лампы 6Ф4П; ключевая схема АРУ — на триоде лампы 6Ф4П и дискриминатор системы автоматической подстройки частоты гетеродина — на лампе 6Ж5П.

Высокие требования по избирательности и качеству изображения определили выбор схемных решений в канале изображения.

В первом каскаде применена дифференциально-мостовая схема фильтра, позволяющая получать при достаточно хорошем подавлении частоты несущей звука соседнего канала незначительные искажения амплитудно-фазовых характеристик внутри полосы пропускания. Дополнительно связанный с этим фильтром режекторный контур ослабляет сигнал звукового сопровождения собственного канала.

Общая частотная характеристика УПЧ формируется полосовыми фильтрами. Во втором каскаде связь между контурами полосового фильтра критическая, а в первом и третьем — выше критической. Ослабление частоты несущей изображения соседнего канала осуществляется с помощью режекторного контура, включенного во второй каскад усилителя.

Чтобы частотная характеристика усилителя не изменялась от изменения напряжения АРУ, в катодную цепь первой лампы УПЧ введена отрицательная обратная связь. Во втором и третьем каскадах осуществлена нейтрализация проходной емкости ламп по мостовой схеме. Баланс моста достигается выбором емкости развязки в экранной сетке лампы.

С последнего каскада УПЧ снимается напряжение промежуточной частоты для схемы дискриминатора автоматической подстройки частоты гетеродина. Этот каскад выполнен по рефлексной схеме на лампе 6Ж5П. Работает он как усилитель промежуточной частоты и как усилитель постоянного тока. Управление частотой гетеродина достигается с помощью цепи из последовательно соединенных конденсатора и управляющего нелинейного сопротивления (варистора), подключаемой параллельно колебательному контуру гетеродина. С изменением сопротивления варистора изменяется вносимая в контур емкость.

Управляющий элемент включается в диагональ моста, образованного внутренним сопротивлением лампы (усилителя постоянного тока), анодной нагрузкой и делительной цепью, включающей варистор.

Сигнал промежуточной частоты с третьего каскада УПЧ поступает на видеодетектор, выполненный на диоде со сложной схемой коррекции. С видеодетектора снимается сигнал УПЧ звукового сопровождения.

Видеодетектор связан с усилителем гальванически, благодаря чему постоянная составляющая сигналов изображения проходит на видеоусилитель. Последний собран на лампе 6Ф4П со сложной схемой коррекции в цепи нагрузки. Коррекция по обратной связи в цепи катода осуществляется путем шунтирования емкостью катодного сопротивления только на высоких частотах, что уменьшает время нарастания. Полоса пропускания видеоусилителя составляет 5 *Мгц*.

Регулировка контрастности не влияет на амплитудно-частотную характеристику видеоусилителя и привязку уровня черного.

С видеоусилителя через цепь ограничения тока луча видеосигнал подается на кинескоп, а также на селектор синхроимпульсов и ключевую схему АРУ. Ключевая схема автоматической регулировки усиления выполняется на триоде лампы 6Ф4П с применением диода задержки АРУ для блока ПТК. Режим лампы АРУ может регулироваться так, что при отсутствии видеосигнала регулировочное напряжение отсутствует.

Блок звукового сопровождения включает два каскада усилителя разностной частоты на лампах 6Ж1П, детектор отношений и двухкаскадный усилитель низкой частоты на лампах 6Ф5П.

Первый каскад УПЧ звука имеет на выходе полосовой фильтр, являющийся одновременно режекторным контуром (6,5 *Мгц*) в схеме видеодетектора. Нейтрализация проходной емкости лампы в каскаде осуществлена по мостовой схеме. Второй каскад УПЧ звука работает в режиме ограничения. Такой режим позволяет повысить ограничивающие свойства каскада в отношении амплитудных изменений входного сигнала ввиду того, что реально детектор отношений полностью не подавляет амплитудной модуляции входного ЧМ сигнала. Необходимые избирательность и коэффициент усиления в УПЧ звукового тракта (при полосе частот около 200 *кгц*) достигаются применением полосовых фильтров. Для устранения возможных перегрузок первый каскад УПЧ охватывается напряжением АРУ.

Двухкаскадный усилитель низкой частоты с глубокой обратной связью, с плавной регулировкой тембра по высоким и низким частотам отвечает требованиям на звуковые параметры телевизора II класса. На входе УНЧ предусмотрено подключение двухречевой приставки, позволяющей прослушивать звуковое сопровождение передач на одном из двух языков. Вход УНЧ рассчитан на работу как на громкоговоритель, так и на головной телефон.

В блоке развертки смонтированы: селектор синхроимпульсов, усилитель кадровых и строчных синхроимпульсов, схема инерционной синхронизации строчной развертки, задающий генератор строчной развертки, задающий генератор и выходной каскад кадровой развертки.

Амплитудный селектор, выполненный на лампе 6Ф1П (пентод), имеет на входе для защиты от импульсных помех малой длительности параллельную *RC*-цепь.

Триодная часть лампы используется для усилителя синхроимпульсов и работает с анодно-катодной нагрузкой для получения

равных по амплитуде, но разных по полярности строчных синхроимпульсов. Строчной импульс в анодной цепи усилителя снимается с части нагрузки, а синхросигнал для генератора кадровой развертки — со всей нагрузки.

Кадровые синхроимпульсы выделяются с помощью двухзвенной интегрирующей цепи и поступают на блокинг-генератор кадров, выполненный на триодной части лампы 6Ф5П.

Регулировка размера по вертикали осуществляется путем изменения отрицательной обратной связи в выходном каскаде. Для стабилизации работы блокинг-генератора частоты кадров при изменении напряжения сети напряжение питания, снимаемое с делителя напряжения вольтодобавки, стабилизируется варистором.

Примененная в выходном каскаде обратная связь по напряжению для стабилизации размера изображения по вертикали, меняющегося от прогрева кадровых отклоняющих катушек и вторичной обмотки трансформатора, требует применения низкоомного терморезистора.

Для уменьшения амплитуды импульсов обратного хода в анодной цепи выходного каскада кадровой развертки параллельно первичной обмотке трансформатора включен варистор.

В схеме защиты экрана кинескопа от прожога в случае выхода из строя каскадов кадровой развертки используют импульсы обратного хода, снимаемые с анода лампы выходного каскада кадровой развертки. Выпрямленное напряжение импульсов подается на первый анод кинескопа. С дополнительной обмотки выходного трансформатора снимаются импульсы отрицательной полярности, которые после дифференцирования и ограничения подаются на управляющий электрод кинескопа, чем достигается более надежное гашение луча при обратном ходе кадровой развертки.

Строчные синхроимпульсы с усилителя синхроимпульсов поступают на фазовый дискриминатор, куда подается для сравнения и импульс обратного хода строчной развертки. Полученное регулирующее напряжение после сглаживания фильтром автоматически изменяет частоту задающего генератора строчной развертки в сторону уменьшения сдвига фазы между синхроимпульсами и импульсами обратного хода. В качестве задающего генератора выбрана схема мультивибратора с катодной связью и стабилизирующим контуром, позволяющая получать необходимую форму пилообразного напряжения и достаточную стабильность работы. Эти качества особенно необходимы для генератора разверток с форматом изображения 5 : 4.

Выходной каскад строчной развертки монтируется на шасси телевизора. Там же размещается блок питания телевизора. Схема выходного каскада строчной развертки — обычная.

Применение кинескопа с форматом изображения 5 : 4 определило требование к выходной лампе и автотрансформатору строчной развертки. В качестве выходной лампы используется мощный лучевой тетрод 6П36С. Демпферная лампа 6Д20П имеет повышенную электропрочность. Высоковольтный кенотрон 1Ц21П имеет увеличенный допуск по напряжению накала. Выходной каскад имеет необходимые параметры развертки при напряжении на аноде кинескопа 16 *кв*. В этом каскаде имеется схема стабилизации на варисторе, поддерживающая постоянство размеров изображения при изменении напряжения сети или старения ламп.

Стабилизация выходного каскада основана на принципе изменения напряжения смещения, вырабатываемого вследствие нелинейной характеристики варистора.

Отклоняющие катушки подключаются к автотрансформатору симметрично, что снижает уровень излучаемой помехи. Регулятор линейности в виде катушки индуктивности включен последовательно с отклоняющими катушками.

Схема выпрямителя выполнена на кремниевых диодах.

Шасси телевизора шарнирами соединено с корпусом, что дает возможность поворачивать его на угол до 110°. Блок ПТК, динамические громкоговорители и кинескоп крепятся на корпусе телевизора.

Облегчение температурного режима (основного фактора надежности в телевизорах с небольшой глубиной футляра) достигается отделением деталей и узлов от ламп. При этом детали и узлы расположены по одну сторону шасси, а лампы — по другую, со стороны печатных проводников. Такое разделение достигнуто применением ламповой панельки новой конструкции.

## 15-10. ПОМЕХИ ПРИЕМУ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ПЕРЕДАЧ И БОРЬБА С НИМИ

Телевизионный радиоканал подвержен действию различного рода радиопомех, которые могут существенно искажать воспроизводимое на экране изображение.

Источниками таких помех могут быть:

1) различные устройства, генерирующие высокочастотные колебания, такие, например, как радиопередатчики, гетеродины приемников и медицинская высокочастотная аппаратура;

2) устройства, при работе которых образуются электрические искровые разряды, например коллекторные электродвигатели и генераторы, электрические звонки, системы зажигания поршневых двигателей внутреннего сгорания и т. п.

Воспроизводимое на экране телевизионное изображение может искажаться из-за приема сигналов телецентра, отраженных от

разных металлических сооружений (зданий, строительных кранов и т. п.). Отраженные сигналы имеют ту же структуру, что и прямые сигналы, но поступают на вход телевизионного приемника с некоторым запаздыванием, в результате на экране кинескопа получаются два сдвинутых изображения. Величина сдвига пропорциональна времени запаздывания отраженного сигнала. При достаточной интенсивности отраженного сигнала контуры второго изображения ухудшают наблюдение основного изображения и резко ухудшают его качество. Наиболее подверженным действию помех оказывается канал синхронизации телевизора. Нарушение синхронизации существенным образом искажает воспроизводимое изображение. Наиболее опасными для канала синхронизации являются импульсные помехи.

Повышение помехоустойчивости телевизора достигается правильным выбором режима работы входной лампы канала изображения. Принимаемый телевизионный сигнал может существенно исказиться в результате перекрестной модуляции, возникающей вследствие нелинейности анодно-сеточной характеристики ПТК при одновременном воздействии на ее управляющую сетку полезных сигналов и помехи.

При перекрестной модуляции проявляющейся в виде паразитной модуляции полезного сигнала, образуются комбинационные частоты, попадающие в полосу пропускания телевизионного приемника и искажающие телевизионное изображение. Степень этого искажения пропорциональна квадрату интенсивности помехи и не зависит от частоты последней. Рациональным выбором режима входной лампы (рабочая точка на линейном участке характеристики) и применением делителей напряжения входного сигнала можно существенно уменьшить искажения изображения за счет перекрестной модуляции.

Борьба с помехами в местах их возникновения сводится к устранению причин возникновения помех или к уменьшению интенсивности последних путем установки различного рода фильтров и экранов.

При приеме радиосигналов подавление помех основано на применении частотной, пространственной и амплитудной селекции радиосигналов. Так, например, радиопомехи, частотный спектр которых располагается вблизи телевизионного сигнала, могут быть ослаблены с помощью специальных частотных фильтров. Избавиться от сильного отраженного сигнала можно, применив антенну с острой направленностью, т. е. осуществив пространственную селекцию принимаемых сигналов, при которой существенно ослабляется интенсивность отраженного сигнала.

Помехи перекрестной модуляции, частотный спектр которых не попадает в полосу пропускания приемника, подавляются так называемыми помехозащитными фильтрами, включаемыми между антенным фидером и входом приемника.

Для подавления помехи, высшая частота спектра которой ниже наименьшей частоты спектра телевизионного сигнала, применяются помехозащитные фильтры верхних частот (рис. 15-61, *а*). Если же низшая частота спектра помехи выше наибольшей частоты спектра телевизионного сигнала, то применяются фильтры нижних частот (рис. 15-61, *б*). Каждый из указанных фильтров настраивается на определенную частоту, выбираемую с учетом несущей частоты телевизионного канала.

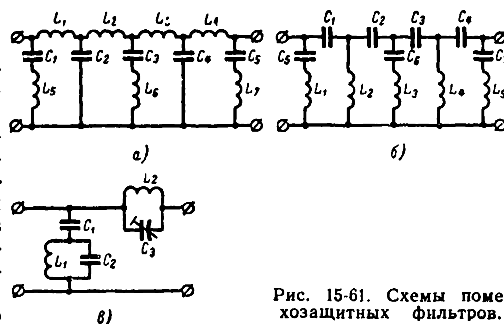



Рис. 15-61. Схемы помехозащитных фильтров.

Если спектр помех располагается по обе стороны спектра телевизионного сигнала, то фильтры верхних и нижних частот могут включаться вместе (последовательно). Помехи, спектр которых располагается в полосе пропускания телевизионного приемника, но которые удалены от несущей частоты полезного сигнала не менее чем на 1—1,5 *Мгц* можно частично подавлять заградительными (режекторными) фильтрами (рис. 15-61, *в*).

При приеме телевизионных передач на близком расстоянии от передающего телецентра интенсивность сигнала может быть настолько велика, что при этом появятся различного рода искажения принимаемого изображения, например за счет перекрестной модуляции. Для ослабления сигнала, поступающего из антенны, на входе телевизионного приемника включаются делители напряжения. Борьба с импульсными помехами, проникшими в канал синхронизации ведется путем использования различных помехоподавляющих схем (см. § 15-9).

## 15-11. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ НАРОДНОГО ХОЗЯЙСТВА

Кроме телевизионного вещания, в настоящее время телевизионная техника весьма успешно используется во многих отраслях народного хозяйства и науки.

Многие из специальных телевизионных систем используются для передачи изображений на сравнительно небольшие расстояния (десятки или сотни метров). Линией связи в них служит коаксиальный кабель.

Их называют замкнутыми телевизионными системами. Некоторые из них описываются ниже.

### Малокадровые телевизионные системы

Передача изображений малоподвижных объектов может производиться с помощью обычной телевизионной системы, однако наиболее рационально в этом случае использовать сравнительно узкополосную телевизионную систему. В такой системе «сжатие» спектра телевизионного сигнала достигается за счет увеличения времени передачи изображения.

Малокадровые системы характеризуются следующими особенностями: сравнительно узким спектром (поэтому для их передачи можно использовать узкополосные линии связи) и сравнительно высокой чувствительностью (за счет увеличения времени считывания).

С увеличением времени передачи одного кадра $T_к$ телевизионного изображения спектр видеосигнала сдвигается в область более низких частот. Максимальная частота спектра $f_{высш}$ при этом может быть определена из следующего соотношения:

$$f_{высш} = \frac{N}{2T_к},$$

где $N$ — число элементов, на которое раскладывается передаваемое изображение ($N \approx KZ^2$).

Из приведенного выражения следует, что при постоянном числе элементов $N$, определяющем четкость воспроизводимого изображения, верхняя граница полосы частот $f_{высш}$ может быть уменьшена за счет увеличения времени передачи одного кадра.

Одновременно уменьшается и частота кадров. В малокадровых системах частота кадров может составлять несколько герц или быть даже дробным числом (меньшим единицы). При этом возникают затруднения в передаче по видеотракту низших частот спектра. Применением косвенных методов передачи низкочастотных составляющих удается устранить указанные трудности. На рис. 15-62 приведена блок-схема одного из возможных вариантов узкополосной телевизионной системы. На передающей стороне работает телевизионная камера с обычной разверткой. Видеосигнал от каждого $n$-го кадра выделяется и растягивается во времени с помощью магнитной записи (нормальная запись и медленное считывание). При этом происходит сжатие спектра телевизионного сигнала в $n$ раз. Образующийся при этом узкополосный видеосигнал поступает в линию связи. В приемном устройстве используется кинескоп с длительным послесвечением, на вход которого подаются узкополосные видеосигналы.

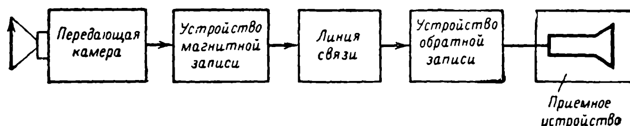



Рис. 15-62. Упрощенная схема узкополосной телевизионной системы.

Не всякая передающая телевизионная трубка может успешно применяться в малокадровой телевизионной системе. Если мишень трубки выполнена из материала с недостаточно хорошими изоляционными свойствами, то с увеличением времени накопления (считывания) происходит «растекание» (выравнивание) потенциального рельефа, сопровождаемое снижением четкости изображения и уменьшением светочувствительности трубки.

Для работы в малокадровых системах используются передающие трубки, обладающие длительной «памятью». Длительностью «памяти» трубки называется время, в течение которого заряд на накопительной емкости мишени уменьшается не более чем на 50%. Это время для ортикона с переносом изображения составляет примерно 1 *сек*, для видикона — 10 *сек* и для иконоскопа с переносом изображения — 60 *сек*. Время, равное длительности «памяти» трубки, может быть целиком использовано для считывания потенциального рельефа.

Если предположить, что в малокадровой системе с числом элементов разложения

$$N = KZ^2 = {}^4/_3 \cdot 625^2 = 3{,}9 \cdot 10^5$$

используется передающая трубка иконоскоп с переносом изображения, а время считывания равно $T_к = 60$ *сек*, то наивысшая частота спектра видеосигнала при этом составит:

$$f_{высш} = \frac{N}{2T_к} = \frac{3{,}9 \cdot 10^5}{2 \cdot 60} \approx 3{,}25 \text{ кгц}.$$

Сигнал с таким спектром может передаваться по узкополосным каналам связи.

В малокадровых телевизионных системах возникают трудности при создании приемных устройств с усилением инфранизких частот и трудно получить изображение на экране обычного кинескопа из-за малого послесвечения его экрана. В зависимости от времени передачи одного кадра может получиться сильно мерцающее изображение или его не получится вообще.

Для того чтобы можно было наблюдать изображение на приемной стороне малокад-

ровой системы, применяются электронно-лучевые трубки с длительным послесвечением, устройства магнитной, фото- и других видов записи.

Так как частота строчной развертки в малокадровых системах сравнительно невелика, от генератора строчной развертки не удается получить высокого напряжения для питания анодов контрольных и приемных кинескопов, как это делается в обычных телевизионных системах. Для этих цепей используются специальные высоковольтные выпрямители.

При низкой частоте смены кадров появляются трудности конструирования развертывающих устройств и сопряжения их с отклоняющими катушками. Из-за невозможности применения трансформаторов отклоняющие катушки включаются непосредственно в анодную или катодную цепь выходного каскада генератора кадровой развертки.

**Синусоидальная и спиральная развертки.** При конструировании систем специального телевидения приходится заботиться об уменьшении габаритов и веса передающей камеры, а также о том, чтобы сделать ее конструкцию более простой и удобной в эксплуатации. В связи с этим из передающей камеры в другие блоки переносят генераторы развертки луча передающей трубки как наиболее громоздкие и потребляющие сравнительно большую мощность. При этом, однако, возникают серьезные трудности, связанные с необходимостью передачи к отклоняющим катушкам пилообразных колебаний строчной частоты, имеющих широкий спектр частот. В таких случаях для требуемой линейности развертки необходимо в качестве линии передачи пилообразных колебаний использовать коаксиальный кабель, согласовав его с одной стороны с выходом генератора строчной развертки, а с другой — с отклоняющими катушками. Кроме того, возрастает мощность, потребляемая от выходного каскада развертки. Для отклонения лучей передающей и приемной трубок телевизионной системы можно использовать ток не пилообразной, а синусоидальной формы. Тогда отмеченные выше трудности конструирования отпадут.

При синусоидальной форме токов развертка будет существенно нелинейной. Однако эта нелинейность будет одинаковой как на передающей, так и на приемной стороне. При согласовании фаз отклоняющих токов на приемной и передающих сторонах системы нелинейность развертки не приведет к геометрическим искажениям воспроизводимого изображения. И, более того, если отклоняющие катушки передающей и приемной трубок будут питаться от одного генератора синусоидального напряжения (от одного по строкам, а от другого по кадрам), то линейность изображения улучшится.

При спиральной развертке растр образуется спиралью, начинающейся в центре и идущей к внешнему краю изображения (раскручивающаяся спираль, рис. 15-63). Спираль может начинаться с края и идти к центру (скручивающая спираль). С конца спирали луч быстро возвращается в исходное положение по более крутой спирали.

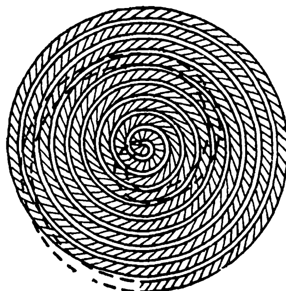


Рис. 15-63. Схема спиральной развертки.

Число спиралей, прочерченных лучом в одну секунду, соответствует частоте смены кадров при построчном прямоугольном растре.

Для получения спиральной развертки на горловину трубки надеваются две отклоняющие катушки, расположенные под углом 90° одна к другой (как и при обычной прямоугольной развертке). К этим катушкам подводятся синусоидальные напряжения одинаковой частоты, сдвинутые по фазе друг относительно друга на 90°. В результате в области горловины трубки создается вращающееся магнитное поле, перемещающее пятно на экране трубки по окружности.

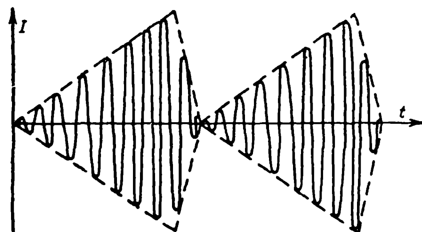



Рис. 15-64. Форма тока в отклоняющих катушках при спиральной развертке

Если изменять амплитуду синусоидального напряжения, подводимого к катушкам (рис. 15-64), то луч будет описывать на экране спираль, раскручивающуюся при прямом ходе и быстро скручивающуюся при обратном ходе.

Синхронизация передающей и приемной сторон системы осуществляется посылкой синусоидального напряжения круговой развертки. Сигналы кадровой частоты (радиальной развертки) на приемную сторону обычно не передаются. Они образуются пу-

тем деления синусоидального напряжения круговой развертки в соответствующее число раз. По сравнению с обычной линейной разверткой спиральные развертки при использовании их в телевизионных системах имеют следующие преимущества:

1. У спиральных разверток имеется обратный ход только по кадру (радиальная развертка). Он обычно составляет 2—3% продолжительности радиальной развертки. Поэтому существенно уменьшаются потери времени на обратный ход по сравнению с потерями при построчной развертке.

2. Упрощается конструкция синхрогенератора и системы синхронизации.

При спиральной развертке скорости движения луча в центре экрана и на его периферии существенно отличаются, что приводит (так же как и при синусоидальной развертке) к искажению видеосигнала и неравномерности засветки трубки. В центре детали изображения получаются более яркими, а по краям — более темными, что является наиболее существенным недостатком.

## Промышленные телевизионные установки

В настоящее время получили широкое распространение телевизионные системы, относящиеся к классу так называемых промышленных телевизионных установок (ПТУ). Они используются в различных отраслях промышленности, на железнодорожном транспорте, на строительных работах, при разведке морских глубин и т. д.

В качестве примера на рис. 15-65 приведена функциональная схема промышленной телевизионной установки ПТУ-О-М. Основными ее узлами являются передающая камера и видеоприемное устройство, соединяемые кабелем длиной 100 *м*.

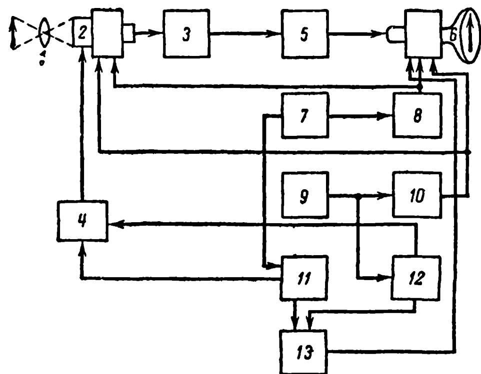



Рис. 15-65. Функциональная схема промышленной телевизионной установки.

*1* — объектив; *2* — передающая трубка; *3* — предварительный видеоусилитель; *4* — смеситель гасящих импульсов; *5* — видеоусилитель; *6* — приемная трубка; *7* — блокинг-генератор кадровой развертки; *8* — выходной каскад кадровой развертки; *9* — блокинг-генератор строчной развертки; *10* — выходной каскад строчной развертки; *11* — схема формирования кадровых гасящих импульсов; *12* — схема формирования строчных гасящих импульсов; *13* — смеситель гасящих импульсов.

В качестве передающей трубки используется видикон, простота конструкции и малые габариты которого позволили создать камеры облегченной конструкции и небольших габаритов (вес камеры 4 *кг*, размеры 105×320×165 *мм*).

Видеосигнал, снимаемый с выхода передающей трубки, поступает на предварительный усилитель, расположенный в передающей камере, а затем по кабелю передается на вход видеоусилителя, находящегося в приемном устройстве. Изображение наблюдается на экране приемной трубки типа 35ЛК2Б.

В состав блока разверток входят блокинг-генераторы и выходные каскады строчной и кадровой разверток, которые являются общими для видеоприемного устройства и передающей камеры.

Размещается блок развертки в видеоприемном устройстве. Пилообразные токи кадровой и строчной разверток передаются на отклоняющую систему передающей трубки по кабелю. В схеме предусмотрено формирование гасящих импульсов раздельно для передающей и приемной трубок.

Блок питания всей установки размещается в видеоприемном устройстве. Высокое напряжение для питания анода кинескопа вырабатывается высоковольтным выпрямителем, связанным с блоком строчной развертки.

Органы регулировки передающей камеры и видеоприемного устройства, используемые непосредственно при эксплуатации установки, размещены на передней панели видеоприемного устройства рядом с экраном кинескопа. Эти органы служат для регулирования тока электронного луча передающей трубки, фокусировки и центрирования луча по строке и кадру, а также для регулирования контрастности, яркости и фокусировки изображения на экране кинескопа.

## Телевизионные методы передачи фото- и киноизображений

Фотографическое изображение (как первичный источник информации) с помощью телевизионной системы преобразуется в электрические сигналы, которые затем передаются по линии связи на пункт управления, где осуществляется синтез изображения на экране приемной трубки или же на фотопленке.

Для передачи фото- и киноизображений широкое применение находит так называемый метод бегущего луча. В качестве источника света используется малоразмерное световое пятно, возникающее на люминесцентном экране приемной электроннолучевой трубки при бомбардировке экрана элек-

тронным лучом (рис. 15-66). С помощью оптического устройства изображение светового пятна проецируется на фотопленку. Интенсивность светового потока за пленкой будет пропорциональна прозрачности элементов пленки. С помощью оптической системы световой поток за пленкой собирается конденсатором на светочувствительную поверхность фотоумножителя. На выходе фотоумножителя образуется сигнал, пропорциональный освещенности соответствующей точки фотокатода.

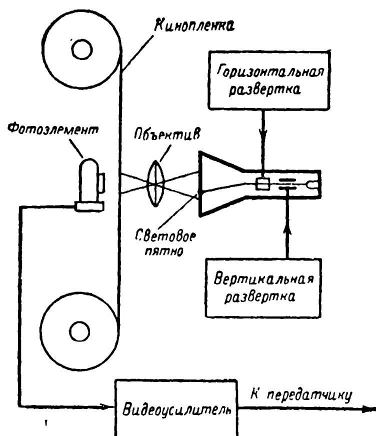



Рис. 15-66. К пояснению метода бегущего луча.

При использовании метода бегущего луча световое пятно на экране трубки с помощью отклоняющей системы развертывается в телевизионный растр. Может производиться развертка луча только по строке при одновременном перемещении пленки в перпендикулярном направлении (в направлении кадра). Скорость развертки в некоторых случаях может быть настолько низкой, что спектр телевизионного сигнала будет достаточно узким, и сигнал можно будет передать по узкополосной радиолинии. Принятый видеосигнал используется для образования видимого изображения на экране кинескопа или на фотопленке.

Изображение, воспроизведенное на приемной стороне телевизионной системы, будет иметь меньшую четкость, чем оригинал на фотопленке передающей стороны, из-за искажений, вызванных преобразованиями. Однако значительное сокращение времени доставки информации телевизионным методом на приемный пункт в ряде практических случаев вполне компенсирует некоторое уменьшение четкости.

Четкость воспроизводимого изображения зависит прежде всего от размеров светового пятна на экране просвечивающей трубки и длительности послесвечения люминофора экрана. Послесвечение экрана должно быть меньше времени передачи одного элемента изображения. В противном случае за счет послесвечения целый ряд точек будет засвечиваться одновременно, что приведет к усреднению светового потока за фотопленкой и уменьшению четкости.

При использовании метода бегущего луча телевизионная система работает без накопления энергии, так как световой поток от каждой данной точки изображения поступает к телевизионному преобразователю только в течение времени просвечивания фотопленки.

Для получения большего размаха видеосигнала повышают яркость светового пятна на экране просвечивающей трубки путем увеличения тока луча и анодного напряжения. Однако при этом просвечивающая трубка за счет быстрого выгорания люминофора скорее изнашивается.

Метод бегущего луча может использоваться при передаче как многокадровых, так и малокадровых изображений.

## 15-12. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ И НАСТРОЙКА ТЕЛЕВИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ

Качество воспроизводимого на экране кинескопа телевизионного изображения определяется параметрами всего телевизионного тракта. Аппаратура телевизионного центра контролируется опытными специалистами, поэтому передаваемое изображение в большинстве случаев бывает хорошего качества. Исключения могут быть в случаях внестудийной передачи из мест с малой освещенностью или при передаче многократно ретранслируемых сигналов, когда отношение полезного сигнала к шуму может быть существенно меньше аналогичного отношения при непосредственной передаче из студии.

Если передающая аппаратура хорошо отлажена и условия прохождения радиоволн хорошие, то качество наблюдаемого на экране кинескопа изображения будет зависеть в основном от настройки и регулировки самого телевизора.

Серийные телевизоры после изготовления тщательно налаживаются и проверяются. В процессе эксплуатации из-за старения деталей, выхода из строя отдельных элементов схем и в особенности электронных ламп основные параметры телевизора меняются и воспроизводимое изображение ухудшается.

Правильность настройки телевизора может быть с достаточной для практических целей точностью проверена с помощью специальной испытательной таблицы, изображение которой обычно передается телецентром. Но детальная проверка параметров и настройка производятся только с помощью специальной радиоизмерительной аппаратуры.

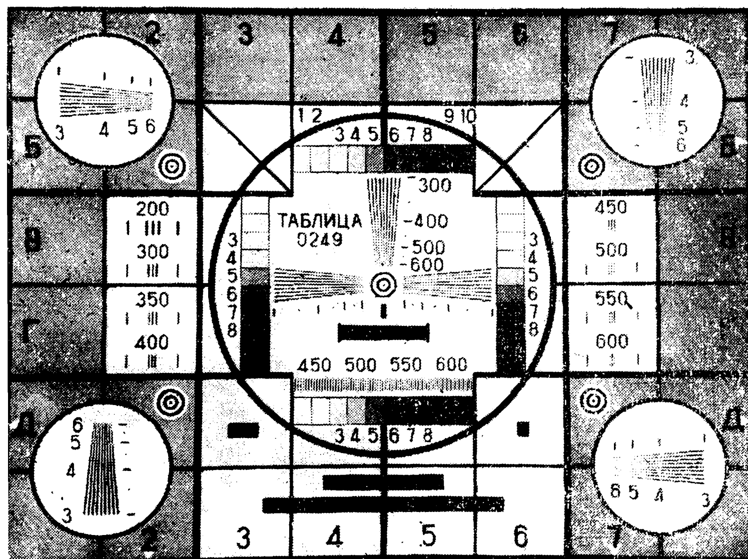



Рис. 15-67. Испытательная таблица 0249.

### Телевизионная испытательная таблица

Испытательная таблица типа 0249, которая используется в телевизионном вещании (рис. 15-67), позволяет оценивать качество фокусировки, контрастность, яркость, размер и линейность изображения, четкость, симметричность чересстрочного разложения, наличие частотных и фазовых искажений.

Четкость в центре изображения определяется по вертикальным и горизонтальным клиньям, расположенным в центральном круге испытательной таблицы. По вертикальному клину определяется горизонтальная четкость, а по горизонтальному клину — вертикальная четкость.

Значение четкости (в линиях) определяется по цифровым отметкам около клиньев (300, 400, 500, 600). Четкость отсчитывается по той отметке, против которой черные и белые линии еще различимы по всей ширине клина (на границе различимости и слитности).

Четкость по горизонтали, кроме того, может быть определена по группам вертикальных линий в нижней части центрального круга или же по линиям, нанесенным в квадратах В—2, Г—2, В—7 и Г—7.

Четкость изображения по краям экрана определяется по вертикальным и горизонтальным клиньям, расположенным в окружностях в углах таблицы. Отметки на этих клиньях обозначены цифрами 3, 4, 5 и 6 (вместо 300, 400, 500 и 600).

Определение четкости производится после того, как изображение хорошо сфокусировано.

Важной характеристикой изображения является число градаций яркости (полутонов). Определение числа градаций яркости воспроизводимого изображения испытательной таблицы производится по полоскам, расположенным в большом круге. Каждая полоска состоит из десяти прямоугольников со ступенчатым переходом от белого к черному. Число различающихся по яркости прямоугольников в градационных полосках дает представление о количестве воспроизводимых полутонов. В соответствии со стандартом число различимых градаций на экране телевизора любого класса должно быть не менее семи.

Правильность формы электронного луча в плоскости экрана проверяется по концентрическим окружностям малого диаметра, расположенным в центре таблицы в квадратах Б—2, Д—2, Б—7 и Д—7. Если сечение луча имеет правильную (круглую) форму, то толщина линии указанных кругов остается одинаковой по всей линии окружности.

О симметричности чересстрочного разложения можно судить по тонким диагональным линиям в квадратах Б—3 и Б—6. При наличии относительного смещения (спаривания) строк диагональные линии становятся зубчатыми, а концы горизонтальных клиньев в центре таблицы веерообразно изгибаются вверх и вниз.

Проверка линейности разверток производится по форме квадратов, на которые разбито изображение испытательной таблицы. В случае, если развертка нелинейна, размеры квадратов перестают быть одинаковыми по площади изображения и превращаются

в прямоугольники. Кроме того, при нелинейности развертки заметно искажаются форма центрального круга и кругов по краям таблицы.

Значение нелинейности в процентах подсчитывается по формуле

$$H = 2\frac{l_{\text{макс}} - l_{\text{мин}}}{l_{\text{макс}} + l_{\text{мин}}} \cdot 100,$$

где $l_{\text{макс}}$ и $l_{\text{мин}}$ — соответственно наибольший и наименьший размеры сторон квадратов.

Для подсчета нелинейности по горизонтали измеряются горизонтальные стороны квадратов В—2 и В—7 или Г—2 и Г—7, а для определения нелинейности по вертикали — вертикальные стороны квадратов Б—2 и Д—7 или Б—7 и Д—7. Нелинейность изображения в соответствии со стандартом не должна превышать по строкам 15% (для приемников 1-го класса 12%), а по кадрам 12% (для приемников 1-го класса 10%).

Проверка правильности воспроизведения низкочастотных составляющих телевизионного сигнала производится по прямоугольникам в квадратах Д—3, Д—6, Е—3, Е—4, Е—5, Е—6 и в центральном круге. Если имеются значительные частотно-фазовые искажения низких частот, то чернота поверхностей прямоугольников становится неодинаковой, а справа от них появляются серые хвосты («тянучка»).

Необходимо отметить, что качество изображения испытательной таблицы зависит от условий приема, параметров используемой антенны и работы телецентра. Поэтому при наличии помех или в случае приема слабых сигналов телецентра по изображению испытательной таблицы трудно судить о качестве работы и исправности телевизора.

Проверка телевизора с помощью приборов позволяет получить более точные характеристики независимо от условий приема.

**Приборы, используемые при проверке и настройке телевизора.** Нахождение неисправностей в телевизоре, настройка его узлов и проверка основных характеристик могут производиться с помощью приборов. При этом используются в основном авометр, осциллограф, сигнал-генераторы, генератор качающейся частоты, ламповый вольтметр и специальные приборы типа ПНТ.

Генератор с качающейся частотой (свип-генератор) дает возможность непосредственно наблюдать на экране электроннолучевой трубки осциллографа форму частотной характеристики исследуемого устройства.

В настоящее время получили широкое распространение генераторы качающейся частоты, предназначенные специально для наладки и проверки телевизоров, так называемые приборы настройки телевизоров (ПНТ) различных модификаций (ПНТ-2, ПНТ-3М). Эти приборы представляют собой сочетание генератора качающейся частоты и специального осциллографа (рис. 15-68).

Основными элементами схемы являются: генератор качающейся частоты, генератор масштабных меток, генератор развертки и усилитель входных сигналов. На вход исследуемого устройства подается высокочастотный сигнал, модулируемый по частоте пилообразным напряжением, подаваемым с генератора развертки осциллографической части прибора. Таким образом, отклонение луча в трубке осциллографа по горизонтали и изменение частоты высокочастотных колебаний, подаваемых на вход испытуемого устройства, происходит синхронно и синфазно. Поэтому если напряжение с выхода исследуемого устройства продетектировать и сигнал огибающей, выделенный на нагрузке детектора, подать (после усиления) на вертикальные отклоняющие пластины трубки осциллографа, то на ее экране можно наблюдать частотную характеристику устройства.

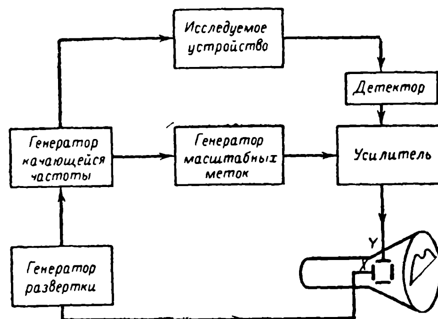



Рис. 15-68. Функциональная схема прибора типа ПНТ.

Генератор масштабных меток служит для градуировки оси частот. Метки имеют вид всплесков на линии развертки, расстояние между которыми соответствует определенному интервалу частот (обычно 1 и 10 *Мгц*).

Частота генератора, изменяемая по определенному (обычно линейному) закону в одну и другую сторону на величину $f_0 \pm \Delta f$ выбирается в зависимости от предполагаемой частотной характеристики испытуемого устройства. При снятии частотной характеристики какого-либо блока, например УПЧ, средняя частота $f_0$ устанавливается равной среднему значению промежуточной частоты. В случае исследования видеоусилителя средняя частота генератора выбирается равной (или несколько большей) средней спектра телевизионного сигнала частоты. Так, например, если установить среднюю частоту $f_0$ равной 4 *Мгц* и изменять ее в одну и другую сторону на 4 *Мгц* ($\Delta f = 4$ *Мгц*), то при исследовании видеоусилителя его частотная характеристика, простирающаяся от нуля до 6 *Мгц*, будет перекрыта.

Необходимо отметить, что при использовании генератора с качающейся частотой снятие частотных характеристик производится намного быстрее и проще, чем при использовании сигнал-генератора и индикатора выхода. Особенно удобно пользоваться генератором с качающейся частотой при корректировке частотной характеристики, так как наглядность последней позволяет более точно учитывать влияние корректирующих элементов схемы на форму частотной характеристики исследуемого устройства.

## Проверка и настройка телевизора по приборам

Важнейшими характеристиками телевизора, от которых существенно зависит качество воспроизводимого изображения и звука, являются: полоса пропускания приемной части телевизора по каналам изображения и звука, чувствительность по обоим каналам, линейность развертки и степень геометрических искажений растра. Задача проверки и настройки телевизора сводится к тому, чтобы улучшить указанные характеристики и тем самым воспроизведение изображения.

Для получения результирующей частотной характеристики канала изображения телевизионного приемника необходимо снять частотные характеристики в отдельности видеоусилителя, УПЧ и УВЧ. Таким же образом по блокам снимается частотная характеристика канала звукового сопровождения.

Ниже даются лишь самые общие указания, так как процесс настройки телевизора требует специальной аппаратуры и навыков.

**Снятие частотной характеристики видеоусилителя.** При снятии частотной характеристики видеоусилителя применяются сигнал-генератор с диапазоном частот от 100 *кгц* до 6 *Мгц* (ГСС-6, Г3-7А) и ламповый вольтметр для измерения высокочастотных напряжений.

Высокочастотное напряжение с выхода сигнал-генератора через сопротивление 2—3 *ком* подается на нагрузку видеодетектора (при диодном детекторе), при этом сам детектор отключается.

Индикатором выхода служит электронный вольтметр, подключаемый к модулирующему электроду кинескопа через конденсатор порядка 1 000 *пф*.

Частота выходного напряжения сигнал-генератора устанавливается равной 100 *кгц*, а амплитуда — такой, чтобы напряжение на выходе видеоусилителя (по шкале вольтметра) было равно 3—5 *в*.

Поддерживая выбранную величину сигнала на входе видеоусилителя постоянной и изменяя его частоту, фиксируют показания вольтметра на выходе при частотах 100, 500, 1 000 *кгц* и далее через каждые 500 *кгц* до тех пор, пока показания выходного вольтметра не уменьшатся на 50% от показаний на средних частотах полосы пропускания (1,5—2 *Мгц*).

По результатам измерений строится зависимость коэффициента усиления видеоусилителя от частоты усиливаемого сигнала (частотная характеристика). Подбором корректирующих индуктивностей, шунтирующих и нагрузочных резисторов добиваются того, чтобы усилитель имел нужную полосу пропускания и чтобы его частотная характеристика не содержала провалов и выбросов в пределах полосы пропускания, превышающих 3 *дб*.

В ряде случаев на частотной характеристике видеоусилителя специально создается выброс в области высоких частот, превышающий 3 *дб*, для того чтобы компенсировать «завал» на этих частотах в предыдущих каскадах видеоканала.

**Снятие частотной характеристики усилителя промежуточной частоты.** Промежуточная частота видеоканала, равная разности частот гетеродина и несущей частоты изображения, в старых конструкциях телевизоров составляет 34,25 *Мгц*. В новых унифицированных телевизорах она выбрана равной 38 *Мгц*. Поэтому для снятия частотной характеристики УПЧ выбирается сигнал-генератор с соответствующим диапазоном частот (СГ-1, ГСС-17, Г4-7А).

Выходное напряжение сигнал-генератора через конденсатор емкостью 50—100 *пф* подается на управляющую сетку смесительной лампы. Предварительно сетка лампы отсоединяется от контура и соединяется с корпусом через сопротивление 5—10 *ком*.

Частотная характеристика УПЧ снимается при неработающем гетеродине, для чего лампа гетеродина вынимается из панели (если гетеродин выполнен на отдельной лампе) или же отключается анодное напряжение (отпайка).

Выходными индикаторами при снятии частотной характеристики УПЧ могут служить вольтметр постоянного тока, подключаемый параллельно нагрузке видеодетектора, или же вольтметр переменного тока, подключаемый к выходу видеоусилителя (модулирующему электроду кинескопа) через конденсатор емкостью 10 000—20 000 *пф*.

Если используется индикатор первого типа, то при снятии частотной характеристики на вход УПЧ подается немодулированный высокочастотный сигнал. Если для индикации используется вольтметр переменного тока, включаемый на выходе видеоусилителя, то высокочастотный сигнал, подаваемый на вход УПЧ, должен быть промодулирован (по амплитуде) сигналом частоты 400—1 000 *гц*. Глубина модуляции обычно выбирается равной 30%.

Частотная характеристика УПЧ снимается следующим образом. Сигнал-генератор настраивается на промежуточную частоту видеоканала.

Во избежание ограничения сигнала в каскадах УПЧ величина выходного напряжения генератора выбирается возможно

меньшей, но такой, чтобы получить хорошо заметные показания выходного индикатора. Индикатор при этом должен быть включен на минимальный предел измерений.

Уменьшая частоту сигнал-генератора через 0,5—1 *Мгц* до 27 *Мгц* и поддерживая постоянным напряжение на входе УПЧ, отмечают показания индикатора. По результатам измерений строится частотная характеристика УПЧ.

Снятие частотной характеристики с помощью генератора с качающейся частотой

Изменяя частоту входного сигнала в сторону увеличения через 0,5—1,0 *Мгц* и поддерживая при этом постоянной его величину, записывают показания индикатора. По полученным результатам строится частотная характеристика высокочастотного тракта.

**Проверка характеристики канала звукового сопровождения.** Частотная характеристика УПЧ канала звука обычно не снимается. Проверяется лишь ширина его полосы пропускания, для чего в телевизорах

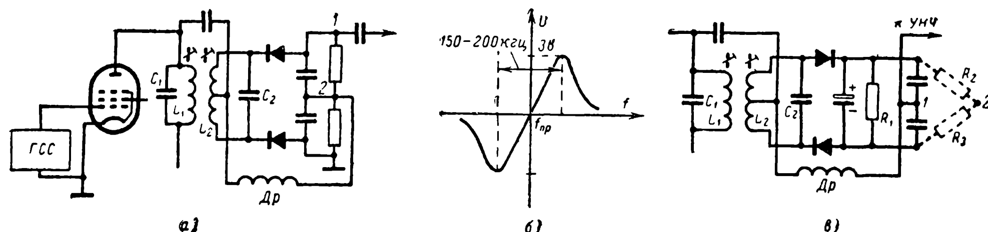



Рис. 15-69. Схема настройки частотных детекторов.

(или приборов ПНТ) производится следующим образом. Выходное напряжение генератора подается на вход смесительной лампы, так же как и в случае снятия частотной характеристики УПЧ с использованием сигнал-генератора.

Ко входу генератора (вход усилителя осциллографа) подводится напряжение с нагрузки видеодетектора. Средняя частота выходного сигнала генератора выбирается равной средней промежуточной частоте (31 или 34,5 *Мгц*). Девиация средней частоты устанавливается такой, чтобы происходило перекрытие диапазона частот: в старых телевизорах — в пределах от 27 до 35 *Мгц* и в унифицированных — от 31 до 39 *Мгц* ($\Delta f = 3 \div 4$ *Мгц*). При этом на экране осциллографа наблюдается частотная характеристика УПЧ.

В процессе измерений выходное напряжение генератора подбирается таким, чтобы исключалось ограничение сигнала каскадами УПЧ и усилителя осциллографа. Требуемая форма частотной характеристики УПЧ достигается настройкой селективных и режекторных фильтров, входящих в схему усилителя.

Часто вместо снятия в отдельности частотных характеристик УПЧ и УВЧ снимается результирующая характеристика высокочастотного тракта видеоканала телевизионного приемника. Для этого высокочастотное напряжение с глубиной модуляции 30% с выхода сигнал-генератора подается на вход приемника. К модулятору кинескопа подключается через конденсатор 10 000—20 000 *пф* вольтметр переменного тока. В качестве выходного индикатора может служить также любой электроннолучевой осциллограф с масштабной сеткой на экране.

с дополнительным УПЧ сигналов звукового сопровождения на сетку смесительной лампы подается высокочастотное напряжение от сигнал-генератора с частотой, равной разностной частоте (6,5 *Мгц*).

Между сеткой лампы ограничительного каскада и корпусом включается вольтметр переменного тока, служащий индикатором выхода. Частота подводимого на вход УПЧ напряжения изменяется в одну и другую сторону от промежуточной частоты канала звука до тех пор, пока показания выходного вольтметра не уменьшатся в 1,42 раза по сравнению с максимальным (при частоте 6,5 *Мгц*). Отсчитанное по шкале сигнал-генератора отклонение частоты в этом случае определяет ширину полосы УПЧ канала звука.

Характеристика частотного детектора определяется настройкой контуров на входе детектора и идентичностью плеч схемы детектора.

В каналах звукового сопровождения телевизионных приемников применяются два типа частотных детекторов: дискриминатор и детектор отношений (дробный детектор). Способы их настройки несколько отличны.

Настройка дискриминатора (рис. 15-69, *а*) производится следующим образом. Сигнал-генератор подключается к входу ограничительного каскада, стоящего перед дискриминатором (контур в цепи управляющей сетки отключается), и настраивается на промежуточную частоту (27,25 *Мгц*). В том случае, когда каскады УВЧ и УПЧ (звука) приемника настроены, сигнал-генератор может подключаться непосредственно к входу приемника с соответствующей настройкой на несущую частоту звукового канала.

Индикатор выхода — высокоомный вольтметр постоянного тока со шкалой на

1—3 *в*, одним концом подключается к корпусу, а другим вначале к точке *2*. Величина выходного напряжения сигнал-генератора подбирается такой, чтобы получить заметное отклонение стрелки выходного индикатора. Настройкой контура $L_1C_1$ необходимо добиться максимального показания индикатора. Далее индикатор из точки *2* переключается к точке *1*. Настройкой контура $L_2C_2$ необходимо свести показания индикатора к минимуму.

Указанные операции переключения и настройки повторяются несколько раз с целью получения максимальных показаний индикатора в первом случае и наименьших во втором.

Контроль точности настройки дискриминатора может быть произведен при помощи амплитудно-модулированных колебаний. При включенной модуляции отклонение частоты входного сигнала дискриминатора от промежуточной частоты звукового канала будет сопровождаться отчетливым прослушиванием звуковых модулирующих сигналов в громкоговорителе. При точной настройке дискриминатора на промежуточную частоту звукового канала слышимость этих сигналов должна пропадать.

После настройки дискриминатора снимается его частотная характеристика. При этом выходной индикатор (вольтметр постоянного тока со шкалой 1—3 *в*) подключается к нагрузке дискриминатора (точка *2* и корпус). Снятие частотной характеристики производится обычным способом. На вход дискриминатора подается сигнал, частота которого изменяется скачками через 50—100 *кгц*. Амплитуда сигнала при этом должна быть постоянной. После каждого изменения частоты сигнала на входе записывается показание выходного индикатора. По полученным данным строится характеристика дискриминатора. Примерный ее вид показан на рис. 15-69, *б*.

Настройка детектора отношений (рис. 15-69, *в*) производится так. Вольтметр подключается между точкой *1* и корпусом. Настройкой контура $L_1C_1$ добиваются максимальных показаний индикатора. Далее к схеме подключаются два резистора $R_2$ и $R_3$ и образуется дополнительная точка симметрии *2*.

Подключив к точкам *1* и *2* схемы индикатор выхода, добиваются минимальных его показаний настройкой контура $L_2C_2$. Частотная характеристика детектора отношений снимается так же, как и дискриминатора, и имеет такой же вид.

Частотные характеристики дискриминатора и детектора отношений могут быть сняты и с помощью свипгенератора. При этом выход свипгенератора через конденсатор емкостью 500—1 000 *пф* соединяется с сеткой ограничительного каскада, а вход свипгенератора — с нагрузкой частотного детектора (точкой отвода сигнала к УНЧ) или же с выхода УНЧ. Средняя частота свипгенератора устанавливается равной промежуточной частоте звукового канала (27,75 *Мгц*), а величина девиации ±1 *Мгц*. Подбором выходного напряжения свипгенератора и коэффициента усиления осциллографа нужно получить удобную для наблюдения осциллограмму характеристики частотного детектора.

В телевизорах, построенных по схеме с дополнительным каналом УПЧ, проверка полосы УПЧ звукового канала, настройка частотного детектора и снятие его частотной характеристики производятся, как было описано выше. Разница состоит только в том, что вместо сигналов разностной частоты 6,5 *Мгц* в последнем случае используются сигналы промежуточной частоты.

**Сопряжение настройки каналов изображения и звука.** Необходимость в сопряжении настройки каналов изображения и звука возникает в телевизорах с дополнительным каналом УПЧ (27,75 *Мгц*) (в новых телевизорах 31,5 *Мгц*) звука. В одноканальных телевизорах необходимости сопряжения не возникает, так как разностная частота 6,5 *Мгц* несущих звука и изображения задается телецентром и практически не изменяется.

В телевизоре с дополнительным трактом УПЧ звука сопряжение проще всего достигается следующим путем. Настройкой гетеродина приемника необходимо добиться наилучшего качества изображения испытательной таблицы по четкости и наибольшему числу различных градаций яркости. Индикатор выхода (высокочастотный ламповый вольтметр) подключается параллельно сопротивлению утечки сеточной цепи лампы ограничителя или же, в случае использования детектора отношений, к точке *1* и корпусу (рис. 20-69, *в*).

Настраивая контуры УПЧ звука, добиваются максимального отклонения стрелки выходного прибора. После настройки контуров УПЧ настраивается частотный детектор одним из описанных выше способов.

## 15-13. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ЦВЕТНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Принципы построения телевизионных приемников для цветного изображения основываются на трехкомпонентной теории световосприятия, которая показывает, что при смешении в различных пропорциях трех основных цветов (красного, зеленого и синего) можно получить ощущение практически любого из цветов, существующих в природе. Благодаря такой особенности зрения для передачи многоцветного изображения практически достаточно передать информацию о трех основных цветах.

Другая особенность зрения заключается в том, что различимость изменений цвета в мелких деталях значительно меньше, чем различимость изменения яркости. Благодаря этому оказывается возможным сократить объем информации о цветах по сравнению с объемом информации о яркости.

Из многочисленных систем цветного телевидения практический интерес представляют только две системы: последовательная (покадровая) и одновременная.

В последовательной системе кадры изображения, полученные через светофильтры трех основных цветов, передаются (и воспроизводятся) поочередно. При достаточно большой частоте смены кадров глаз не замечает мелькания цветов и изображение воспринимается как многоцветное.

В одновременной системе сигналы трех одноцветных изображений передаются по каналу связи одновременно. При этом три одноцветных изображения, полученные на приемном конце тем или иным способом, накладываются друг на друга.

Последовательные системы при всей своей простоте и высоком качестве изображения в телевизионном вещании применения не нашли и используются главным образом в установках специального телевидения. Последовательной системе свойственны следующие недостатки: ширина спектра передаваемого сигнала увеличивается в 3 раза по сравнению с шириной спектра в черно-белом телевидении; утраиваются частоты разверток; невозможно совмещение с системами черно-белого телевидения; необходимо применять вращающиеся светофильтры перед экраном кинескопа.

Одновременная совместимая система цветного телевидения получила в настоящее время наибольшее распространение. Важной особенностью этой системы является возможность передачи всей информации, необходимой для цветного телевидения, в той же полосе частот, которая используется в настоящее время для черно-белых телевизионных передач. Вторая особенность этой системы — совместимость с системой черно-белого телевидения.

При передаче цветного изображения по каналу связи передается обычный телевизионный сигнал, несущий информацию о яркости (яркостный сигнал). Одновременно на специальной поднесущей частоте передается информация о цветности.

Введение в телевизионный сигнал дополнительной информации без расширения диапазона частот передатчика оказалось возможным благодаря тому, что обычный телевизионный сигнал имеет не сплошной спектр в занимаемой полосе частот, а является дискретным. При этом оказалось возможным занять промежуточные участки составляющими сигнала цветовой информации. Для этого поднесущая частота, модулируемая сигналами цветности, выбирается нечетной кратной половине частоты строчной развертки. Эта поднесущая выбирается равной 4429687,5 *гц*.

В связи с тем что глаз не различает изменения цвета мелких деталей и четкость изображения в основном определяется яркостным сигналом, полоса частот, занимаемая цветовой информацией, может быть сравнительно узкой и составляет в выбранной системе ±1,4 *Мгц* (по обе стороны от поднесущей).

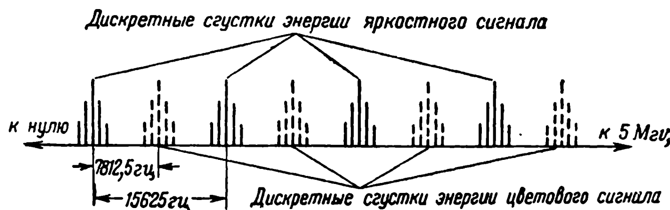



Рис. 15-70. Размещение спектра яркостного и цветового сигналов в полосе частот.

На рис. 15-70 схематически показано размещение спектра видеосигнала цветного телевидения в полосе частот.

Сигнал на поднесущей частоте модулирует несущую частоту изображения и, в свою очередь, модулируется сигналом, который несет информацию о красном и о синем цветах. Для получения информации о зеленом цвете специального сигнала не требуется, поскольку яркостный сигнал содержит сведения об общей яркости (т. е. о яркости всех трех цветов). Сигнал зеленого цвета может быть получен при помощи специальной пересчетной схемы.

Функциональная схема передающей части системы цветного телевидения приведена на рис. 15-71.

Три сигнала, характеризующих различные цвета изображения, с выхода передающей камеры подаются на смеситель, где производится образование яркостного сигнала изображения *М*. Красный и синий сигналы, кроме того, пропускаются через ограничительные (по полосе) фильтры (0—1 *Мгц*) и подаются в смесительные каскады, где складываются (алгебраически) с яркостным сигналом, сдвинутым по фазе на 180°. В результате смешения образуются два цветоразностных сигнала К—М и С—М.

Для передачи двух сигналов разной цветности на одной поднесущей частоте используется метод квадратурной модуляции, при котором колебания поднесущей частоты подводятся к модуляторам со сдвигом фаз 90° (рис. 15-72). На выходе модуляторов промодулированные по амплитуде напряжения поднесущей складываются и образуют поднесущую частоты. Выходные сигналы

модуляторов и яркостный сигнал суммируются в смесителе и поступают к передатчику.

Функциональная схема телевизионного приемника цветных изображений показана на рис. 15-73. С выхода приемника, который по схеме и конструкции не отличается от приемника черно-белого изображения, видеосигнал после усиления поступает на управляющие электроды трехцветного (трехлучевого) кинескопа и используется для синим и зеленым светом (рис. 15-74, *б*). Между экраном и электронными прожекторами находится металлическая пластина (маска) с отверстиями, число которых втрое меньше, чем число светящихся точек на экране. Группы точек люминофора, отверстия в маске и три электронных прожектора расположены взаимно так, что каждый луч после прохода через любое из отверстий может попасть на точки, светящиеся только определенным цветом.

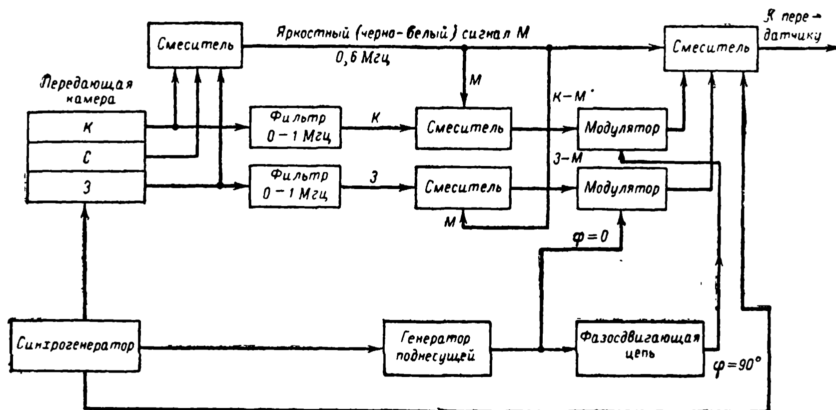



Рис. 15-71. Функциональная схема передающей части системы цветного телевидения.

воспроизведения соответствующего распределения яркостей мелких деталей изображения.

Сигналы, несущие информацию о цветности, выделяются полосовым усилителем. С выхода фильтра эти сигналы поступают на демодуляторы. Туда же подаются сигналы поднесущей частоты, вырабатываемые генератором поднесущей частоты и сдвинутые один по отношению к другому на 90°. С выхода демодуляторов сигналы красного (*К—М*) и синего (*С—М*) цветов подводятся к катодам соответствующих электронных прожекторов кинескопа. В смесителе сигналы *К—М* и *С—М* складываются, в результате образуется сигнал зеленого цвета *З—М*, который подается на катод третьего прожектора.

При приеме сигналы цветности *К—М*, *З—М*, *С—М*, взаимодействуя с яркостным сигналом, подаваемым на управляющие электроды воспроизводят цветное изображение на экране специального трехцветного кинескопа.

Устройство такого кинескопа и схема его действия показаны соответственно на рис. 15-74, *а*, *б*. Экран кинескопа имеет мозаичную структуру светящегося слоя (люминофора). Последний состоит из нанесенных в строгом порядке точек из трех различных по своему составу люминофоров, каждый из которых под воздействием электронной бомбардировки светится красным,

Таким образом, на одном и том же экране каждый из трех лучей рисует изображение только в одном цвете и три одноцветных изображения оказываются как бы вкрапленными одно в другое. Так как светящиеся точки очень малы (около 0,25 *мм*),

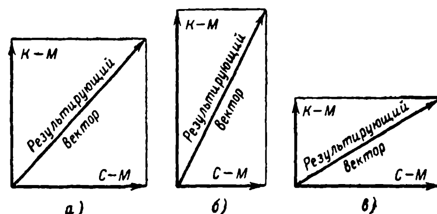



Рис. 15-72. К пояснению принципа квадратурной модуляции.

а число их очень велико, точечная структура растра оказывается почти незаметной. На горловине трубки, позади отклоняющей системы, для сведения лучей в одну точку устанавливаются три электромагнита, поля которых воздействуют на соответствующие лучи. Регулировкой постоянного тока, протекающего через катушки электромагнитов, производится статическое сведение лучей (в центре экрана), а введением в эти катушки специально сформированных параболической формы сигналов строчной и кад-

ровой частот достигается динамическая сходимость лучей по всему полю экрана.

Используются и другие типы оконечных устройств, например проекционная система с тремя кинескопами, имеющими различные

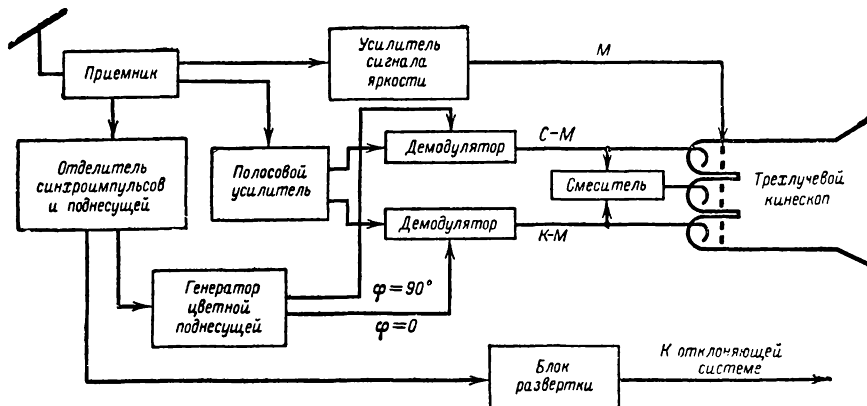



Рис. 15-73. Функциональная схема телевизионного приемника цветных изображений.

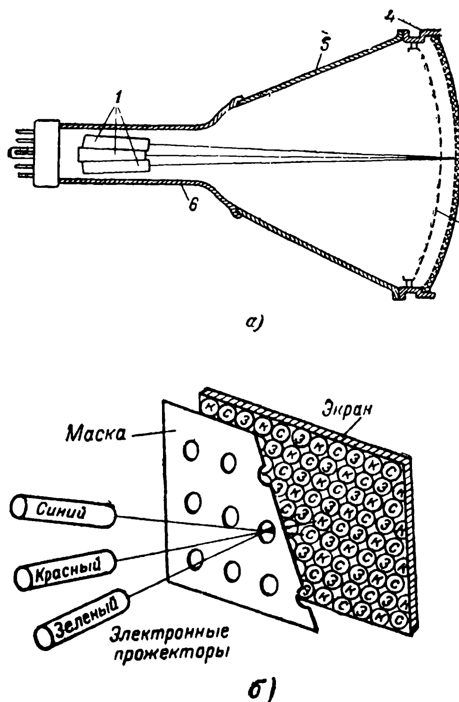



Рис. 15-74. Мозаичный цветовой кинескоп.

*а* — устройство кинескопа; *б* — схема действия; *1* — электронные прожекторы; *2* — маска с отверстиями; *3* — переднее стекло с люминофором трех цветов; *4* — металлический обод; *5* — металлический кожух; *6* — стеклянная горловина.

цвета свечения люминофора. Основной трудностью при выполнении такой системы является получение точного совмещения трех изображений на общем экране.

## Система цветного телевидения SECAM

**Принцип действия системы.** Использование квадратурной модуляции в системе с целью одновременной передачи двух цветоразностных сигналов *К—М* и *С—М* обусловливает ряд существенных недостатков, свойственных этой системе цветного телевидения. Так, например, изменение фазы результирующего сигнала поднесущей частоты при прохождении им сложных цепей телевизионного тракта сопровождается искажением цветности воспроизводимого на экране телевизора изображения. Указанное искажение фазы сигналов возникает из-за действия различного рода дестабилизирующих факторов, всегда появляющихся при работе телевизионной системы. Амплитудные искажения сигналов в тракте передачи приводят к неправильному воспроизведению насыщенности цветов. Кроме того, как отмечалось выше, квадратурный способ модуляции требует синхронного детектирования, с применением которого усложняется вся телевизионная система, в том числе и телевизионный приемник.

В системе цветного телевидения SECAM цветоразностные сигналы *К—М* и *С—М* передаются не одновременно, как это делается в некоторых системах, а по очереди, через строку.

При обработке принятых сигналов для образования и выделения третьего цветоразностного сигнала *З—М* в системе SECAM необходимо иметь в телевизоре одновременно два цветоразностных сигнала *К—М* и *С—М*. С этой целью в телевизионном приемнике системы SECAM осуществляется запоминание цветоразностного сигнала предыдущей строки и его воспроизведение одновременно с приемом цветоразностного сигнала последующей строки.

Формирование сигналов цветности на выходе телевизионного приемника в процессе строчной развертки происходит сле-

дующим образом. Принимаемый в течение развертываемой строки один из цветоразностных сигналов, например *К—М*, подается на управляющий электрод электроннолучевой пушки, создающей красный цвет, и в запоминающее устройство (линию задержки), восстанавливающее закон изменения этого сигнала в первоначальном виде спустя 64 *мксек* (длительность одной строки). В течение следующей строки принимается другой цветоразностный сигнал *С—М*. Он подается на управляющий электрод электроннолучевой пушки, создающей синий цвет, и в то же запоминающее устройство.

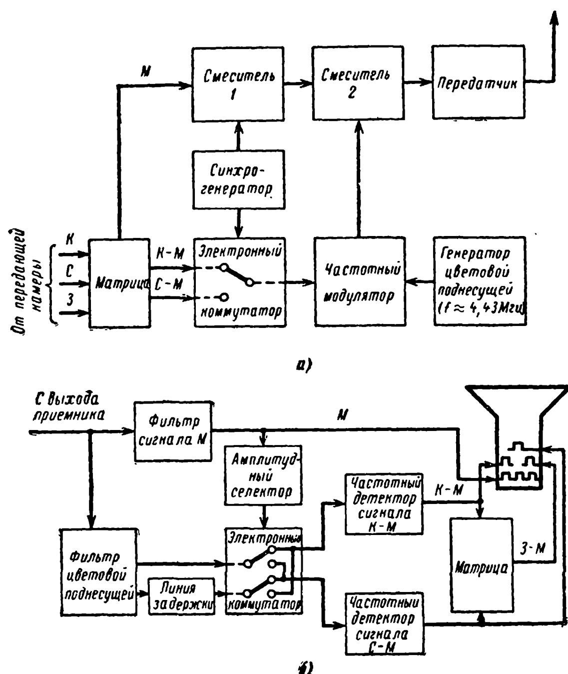



Рис. 15-75. Функциональная схема телевизионной системы SECAM.

*а* — передающая сторона; *б* — приемная сторона.

Таким образом, всегда при приеме одного из двух цветоразностных сигналов в течение времени развертки строки на выходе запоминающего устройства одновременно выделяется другой цветоразностный сигнал, принятый во время развертки предыдущей строки. Этим достигается возможность формирования и выделения третьего цветоразностного сигнала *З—М*.

Поскольку сигналы цветности, подаваемые на управляющие электроды электроннолучевых прожекторов кинескопа, формируются из двух сигналов, принятых порознь в течение двух смежных строк, вертикальная четкость цветного изображения уменьшается в 2 раза. Однако это не приводит к ухудшению качества цветного изображения, так как требования к его цветовой четкости из-за особенностей зрения значительно ниже четкости при 625 строках.

Передача цветоразностных сигналов в системе SECAM осуществляется путем частотной модуляции цветовой поднесущей ($f_{ц.п}$ = 4429687,5 *гц*). При частотной модуляции фазовые искажения сигналов в тракте передачи не вызывают искажения цветности изображения.

**Функциональная схема системы SECAM.** На схеме рис. 15-75,*а* приведены только те элементы преобразования сигналов цветности на передающей и приемной сторонах, которые необходимы для пояснения принципа действия системы. На передающей стороне сигналы трех цветов *К*, *З* и *С* с выхода передающей камеры подаются на так называемую матрицу — устройство, в котором происходит образование яркостного сигнала *М* (в соответствии с выражением $M = 0{,}59\ З + 0{,}30\ К + 0{,}11\ С$) и двух цветоразностных сигналов *К—М* и *С—М*.

Цветоразностные сигналы подводятся к коммутатору, который пропускает их далее по очереди через строку. В течение развертки одной строки проходит, например, сигнал *К—М*, затем *С—М*, потом снова *К—М* и т. д. Управляется коммутатор сигналами строчной частоты, поступающими из синхрогенератора. С выхода электронного коммутатора цветоразностные сигналы подаются в частотный модулятор, где с помощью их производится модуляция цветовой поднесущей по частоте. Промодулированные колебания поднесущей поступают в смеситель *2*.

Синхросигналы в специальном каскаде (смеситель *1*) смешиваются с яркостным сигналом, при этом образуется по существу телевизионный сигнал, аналогичный сигналу, передаваемому в системах черно-белого телевидения. Смесь яркостного сигнала и синхроимпульсов подается в основной смеситель (2), где смешивается с сигналами промодулированной цветовой поднесущей. Результирующий телевизионный сигнал с выхода смесителя поступает в передатчик.

На приемной стороне сложный цветовой сигнал с выхода приемника поступает на разделяющие фильтры, с помощью которых производится выделение яркостного сигнала *М* и сигналов цветовой поднесущей, промодулированной сигналами *К—М* и *С—М*.

Яркостный сигнал далее поступает на катоды всех трех электроннолучевых пушек цветного кинескопа, а также на амплитудный селектор, с помощью которого выделяются синхросигналы.

Цветоразностные сигналы (сигналы цветовой поднесущей, промодулированные сигналами *К—М* и *С—М*) с выхода соответст-

вующего фильтра подводятся по двум каналам к электронному коммутатору. В один из каналов включена магнитострикционная линия задержки, задерживающая сигналы в этом канале на время развертки одной строки.

На вход электронного коммутатора, таким образом, подаются одновременно два цветоразностных сигнала: один — принимаемый в течение развертки строки, а другой — принятый в течение развертки предыдущей строки. Посредством коммутатора при строгом фазировании его переключений с переключениями аналогичного коммутатора передающей стороны осуществляется разделение двух цветоразностных сигналов *К—М* и *С—М* (разделение сигналов цветовой поднесущей, промодулированных сигналами *К—М* и *С—М*). С выходов коммутатора сигналы поступают на обычные частотные детекторы, осуществляющие выделение цветоразностных сигналов *К—М* и *С—М*. Далее эти сигналы подаются на управляющие электроды соответственно «красной» и «синей» электроннолучевых пушек кинескопа. Кроме того, сигналы *К—М* и *С—М* подводятся к специальной матрице, в которой формируется третий цветоразностный сигнал *З—М*. Этот сигнал с выхода матрицы подается на «зеленую» пушку кинескопа.

Таким образом, к управляющим электродам каждой из трех электроннолучевых пушек кинескопа подводится соответствующий цветоразностный сигнал, а к катодам пушек — яркостный сигнал. В цепи катод — управляющий электрод происходит сложение сигналов. В результате этого сложения формируются управляющие сигналы каждой из пушек:

$$M + (K - M) = K,$$
$$M + (C - M) = C,$$
$$M + (З - M) = З,$$

которые необходимы для получения цветного изображения на экране кинескопа.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Шмаков П. В. и др., Телевидение, Связьиздат, 1960.
2. Зворыкин В. К., Мортон Д. Н., Телевидение, изд-во иностранной литературы, 1956.
3. Халфин А. М., Основы телевизионной техники, изд-во «Советское радио», 1956.
4. Клопов А. Я., Рассадников Е. И., Основы телевизионной техники, Госэнергоиздат, 1951.
5. Костыков Ю. В., Крыжановский В. Д., Основы телевидения, Воениздат, 1961.
6. Самойлов В. Ф., Синхронизация генераторов телевизионной развертки. Госэнергоиздат, 1961.
7. Самойлов Г. П., Развертывающие устройства в телевизорах и их неисправности. Госэнергоиздат, 1958.
8. Ельяшкевич С. А., Устранение неисправностей в телевизоре, Госэнергоиздат, 1961.
9. Нейман В. Е., Певзнер И. М., Новое в технике приема телевидения, изд-во «Энергия», 1964.
10. Костыков Ю. В., Основы проектирования систем и аппаратуры, прикладного телевидения, изд-во «Энергия», 1964.
11. Справочник по телевизионной технике, т. 1 и 2, под ред. С. И. Катаева, пер. с англ., Госэнергоиздат, 1962.



# РАЗДЕЛ 16

# ЗАПИСЬ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ИНФОРМАЦИИ



СОДЕРЖАНИЕ



## 16-1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

**Информацией** называют сведения, сообщения о каком-либо событии. Практически каждое событие, несмотря иногда на его внешнюю простоту, имеет разнообразный характер, и информация о нем поэтому неограниченно велика. Однако всегда бывает необходимо выделить главную сторону события и соответственно главную часть информации. Например, изучая звуковые явления, мы не рассматриваем сопутствующие им тепловые явления. Поэтому под информацией мы будем понимать ту часть сведений о каком-либо событии, которая в данном случае для нас важна.

Материальными носителями информации являются сигналы. Они могут быть представлены различными физическими процессами (звук, свет, электромагнитные колебания) или упорядоченными локальными изменениями свойств какого-либо тела (его окраски, формы, намагниченности, электрического сопротивления).

**Память** — это психическая функция человеческого мозга, заключающаяся в запечатлении, сохранении и воспроизведении прошлого опыта. Так как память свойственна не только человеку, то в более общем

смысле ***память — это способность сохранять и накапливать информацию.***

Информация может сохраняться только в материальных объектах в виде соответствующего сигнального описания запоминаемого события. Запоминание информации может быть произведено как при участии человека в качестве посредника, так и без него. Примером первого служит прием радистом телеграммы на слух с записью им ее содержания от руки или на пишущей машинке, изготовление перфорационной карты, диодной матрицы и т. п. Во втором случае применяют ***запоминающие устройства*** (ЗУ), действующие автоматически, без участия человека. Работа ЗУ может быть основана на разных принципах. Например, информацию, поступающую по каналу передачи в течение времени $t$, можно ввести в линию задержки с временем задержки $\tau \geqslant t$ и, соединив выход линии со входом, заставить циркулировать информацию по контуру столь долго, сколько потребуется. Подключив приемник информации к любой точке этого контура, можно воспроизвести запомненную информацию любое число раз. На этом принципе построены ЗУ с ртутной линией задержки [Л. 1].

Если информацию представить совокупностью дискретных сигналов, то с помощью того или иного коммутатора можно воздействовать каждым отдельным сигналом на часть носителя памяти, который приобретает в результате такого воздействия остаточную деформацию своей формы или свойств, соответствующую сигналу. Для вспоминания запомненной информации надо с помощью того же коммутатора «опросить» одну за другой все части носителя памяти в той же последовательности, что и при запоминании, и по отклику судить о сигналах информации. На таком принципе построены, например, ЗУ на ферритовых кольцах.

Наконец, третий принцип построения ЗУ заключается в з а п и с и  и н ф о р м а ц и и на специально предназначенном для этого теле, называемом н о с и т е л е м  з а п и с и. Отличительной особенностью записи перед другими способами запоминания является движение записывающего (или воспроизводящего) элемента относительно носителя записи. Примером является запись пером на бумаге, запись звука на магнитную ленту в магнитофоне, пробивание пуншером отверстий в ленте и т. п. Подобные ЗУ мы будем называть устройствами для записи и воспроизведения информации.

З а п и с ь — это процесс, посредством которого сигналы информации, воздействуя на носитель записи, изменяют его количественно или качественно с целью сохранения в нем информации и последующего ее получения. Записью называют также в некоторых случаях саму информацию, сохраняемую в носителе записи.

Запись звуковой информации называют з в у к о з а п и с ь ю, запись видеоинформации — в и д е о з а п и с ь ю. После того как носитель записи приобретает в процессе записи информацию, его называют с и г н а л о г р а м м о й (соответственно ф о н о г р а м м о й при звукозаписи и в и д е о г р а м м о й при видеозаписи). Сигналограмма содержит д о р о ж к у  з а п и с и, т. е. след, оставляемый записывающим элементом на носителе записи. Число дорожек может быть любым, тогда говорят об $n$-дорожечной сигналограмме. Если в процессе записи одновременно образуется $p$ дорожек записи, то такую запись называют $p$-дорожечной записью.

Вторым процессом, логически дополняющим запись, является в о с п р о и з в е д е н и е — процесс получения информации от сигналограммы. (В вычислительной технике этот процесс иногда называют с ч и т ы в а н и е м).

Третий процесс — с т и р а н и е — процесс полного или частичного уничтожения записи, после которого носитель записи может быть использован для новой записи. Воспроизведение и стирание могут быть, так же как и запись, $p$-дорожечными, если они осуществляются одновременно на $p$ дорожках записи.

При рассмотрении конкретных систем, способов, а также устройств записи, воспроизведения и стирания используют следующие основные термины и понятия:

з а п и с ы в а ю щ и й  э л е м е н т — тело или силовое поле, посредством которых сигналы информации воздействуют на носитель записи в процессе записи, например поле магнитной головки записи, электронный луч при термопластической записи, резец при механической записи;

в о с п р о и з в о д я щ и й  э л е м е н т — тело или силовое поле, посредством которых сигналы информации получаются от сигналограммы в процессе воспроизведения.

С к о р о с т ь  з а п и с и (с к о р о с т ь  в о с п р о и з в е д е н и я). Скорость относительного перемещения записывающего (воспроизводящего) элемента и носителя записи (сигналограммы) в процессе записи (воспроизведения).

С к о р о с т ь  н о с и т е л я  з а п и с и (с к о р о с т ь  с и г н а л о г р а м м ы). Линейная или угловая скорость движения носителя записи во время записи или сигналограммы во время воспроизведения.

Н а п р а в л е н и е  з а п и с и. Направление мгновенной скорости записи относительно направления движения носителя записи. В зависимости от направления различают продольную и наклонную запись.

С т р о ч н а я  з а п и с ь. Запись, при которой дорожка записи имеет форму отдельных отрезков, причем информация, отображаемая каждым отрезком, является продолжением информации, отображаемой предыдущим отрезком. Различают продольно-строчную и наклонно-строчную запись и соответственно такого же названия сигналограммы.

К а н а л  з а п и с и. Устройство, передающее информацию к носителю записи. Если

одно и то же устройство используется в этом случае для одновременной передачи $n$ информаций для их последующего раздельного воспроизведения, его следует рассматривать как $n$ каналов записи, точно так же как если бы для этого использовались $n$ раздельных устройств.

Канал воспроизведения. Устройство, передающее при воспроизведении записанную информацию от сигналограммы до приемника информации. Если одно и то же устройство используется в этом случае для одновременной передачи $n$ информаций к раздельным приемникам, его следует рассматривать как $n$ каналов воспроизведения, точно так же как если бы для этого использовались $n$ раздельных устройств.

Канал записи — воспроизведения. Устройство, разновременно образующее канал записи и канал воспроизведения.

Сквозной канал. Устройство, образующее одновременно канал записи и канал воспроизведения.

Уровень записи. Количественная оценка изменений состояния или формы носителя записи, отображающих записанную информацию. Уровень записи определяется через различные физические величины или линейные размеры и может быть выражен в абсолютных и относительных единицах.

Длина волны записи. Расстояние между началом и концом участка дорожки записи, соответствующего одному периоду гармонического колебания;

Движущий механизм. Устройство, предназначенное для перемещения носителя записи или сигналограммы и в некоторых случаях записывающего и воспроизводящего элементов.

## 16-2. СИСТЕМЫ ЗАПИСИ, ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ И СТИРАНИЯ ИНФОРМАЦИИ

Известны различные системы записи информации; основные из них: механическая, фотографическая, магнитная, термопластическая, электростатическая. Название системы кратко определяет физическую сущность количественных или качественных изменений носителя записи, приводящих к образованию сигналограммы.

Сигналограммы, получаемые при той или иной системе записи, допускают обычно применение разных систем воспроизведения и стирания. Однако при каждой системе записи наиболее целесообразны определенные системы воспроизведения и стирания, поэтому ниже они рассматриваются совместно.

Сигналы информации могут записываться непосредственно (прямая запись) или способом модуляционной записи, когда записываемые сигналы подвергаются в канале записи коренным преобразованиям своей формы путем модуляции. Такую запись восстанавливают в канале воспроизведения путем демодуляции.

Запись звуковых сигналов и импульсных сигналов осуществляется, как правило, способом прямой записи. Модуляционная запись используется главным образом как способ точной записи результатов каких-либо измерений или исследуемых процессов, а также при видеозаписи.

### Механическая запись

При этой системе запись осуществляется изменением формы носителя записи или его отдельных частей под механическим воздействием записывающего элемента в соответствии с сигналами записываемой информации. Существуют разнообразные способы механической записи. Изменение формы носителя записи может производиться как без изменения его объема, так и с увеличением и уменьшением его. Во втором случае на носитель может наноситься какое-либо вещество. Носитель может иметь различную первоначальную форму. Различны и способы воздействия записывающего элемента на носитель (окрашивание, царапание, вырезание, выдавливание, пробивание).

К устройствам механической записи относятся всевозможные самопишущие приборы, регистрирующие информацию, поступающую в форме электрических сигналов, механических перемещений, изменения давления, температуры и т. п. Запись в них производится чернилами на белой бумаге с помощью специального пера или иглы, выцарапывающей след в восковом слое, покрывающем цветную бумагу [Л. 3].

Главный недостаток подобных устройств — ограниченность их частотного диапазона из-за инерционности подвижной механической системы, а также практическая невозможность автоматического воспроизведения записанной информации, т. е. отсутствие обратимости записи. Сигналограмма в форме графика рассчитана только на визуальную систему воспроизведения. Для автоматического воспроизведения необходимы другие устройства механической записи, в которых форма носителя записи изменяется более значительно, например, путем пробивания (пунширования) в нем отверстий. Близким к этому способу является электроискровой способ механической записи, при котором отверстия в носителе записи не пробиваются, а прожигаются электрической искрой [Л. 3]. Очень широко обратимая механическая запись применяется для записи звука, при которой в носителе записи вырезается или выдавливается достаточно глубокая канавка, по своей форме повторяющая форму записываемых звуковых колебаний. При воспроизведении игла вводится в канавку и при повторном движении носителя совершает колебания, аналогичные записанным. Колебания иглы передаются преобразующему элементу, например мембране (в

граммофоне) или преобразователю звукоснимателя [Л. 2, 4].

Стирание механической записи, как правило, невозможно, что и является ее большим недостатком. Применяется обратимая механическая запись только в диапазоне звуковых частот.

### Фотографическая запись

При фотографической системе запись осуществляется путем образования на носителе записи фотографического изображения сигналов записываемой информации. В зависимости от формы фотоизображения фотографическая запись может быть обратимой и необратимой. Устройствами для необратимой фотографической записи являются свето-лучевые осциллографы (шлейфные) и электронные.

В свето-лучевом осциллографе небольшое зеркальце укреплено на проволочной петле, расположенной в сильном поле постоянного магнита. Электрические сигналы, проходя по петле, создают магнитное поле, взаимодействующее с полем постоянного магнита, в результате чего зеркальце поворачивается на угол, пропорциональный силе тока. Луч света, отражаясь от зеркальца, попадает на движущуюся киноленту; после проявки на ленте образуется видимое фотоизображение сигналов информации.

В электронном осциллографе изображение сигналов получается на экране электроннолучевой трубки и фотографируется с помощью фото- или кинокамеры.

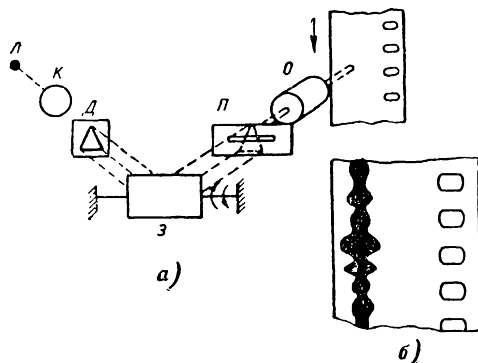



Рис. 16-1. Принцип поперечной фотографической записи.

Устройства для обратимой фотографической записи используются главным образом для записи звука в звуковом кино. Известны и применяются два способа такой записи: поперечный и интенсивный.

*Поперечная запись.* Принцип ее (рис. 16-1) состоит в том, что свет от лампы *Л* через конденсатор *К* равномерно освещает диафрагму *Д* с треугольным вырезом. Треугольный световой луч, прошедший через диафрагму, попадает на зеркальце *З*, которое поворачивается вокруг нити под действием записываемых колебаний — точно так же, как зеркальце в шлейфном осциллографе. Отраженный треугольный луч попадает на заслонку *П* с узкой щелью. Световой луч, прошедший через эту щель, изменяет свою длину в такт с колебаниями зеркальца *З*. Этот луч проектируется объективом *О* на движущуюся киноленту и образует на ней (после проявления) дорожку записи в виде затемненной полоски переменной ширины, огибающая которой повторяет форму записываемых колебаний (рис. 16-1, *б*). Такая фотографическая фонограмма называется поперечной или трансверсальной.

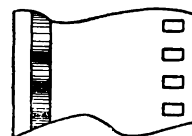


Рис. 16-2. Фонограмма, получаемая при интенсивной фотографической записи.

Для получения информации от поперечной фотографической фонограммы используют оптическую систему воспроизведения. Дорожку записи просвечивают узкой полоской света, длина которой немного превышает максимальную ширину дорожки записи. Прошедший через фонограмму свет падает на фотоэлемент. При движении фонограммы с той же скоростью, с которой двигалась кинолента при записи, ток фотоэлемента будет изменяться в соответствии с записанными колебаниями; напряжение с нагрузки фотоэлемента подается на усилитель воспроизведения.

*Интенсивная запись* производится путем использования модулируемого безынерционного источника света (например, газосветного) или источника с постоянной силой света и светового модулятора той или иной конструкции, позволяющего изменять световой поток луча в такт с записываемыми колебаниями. Модулированный луч освещает движущуюся киноленту и образует на ней после проявления дорожку записи с постоянной шириной и различной прозрачностью (рис. 16-2). Воспроизводится информация с интенсивной фотографической фонограммы, так же, как и с поперечной, — путем просвечивания ее на фотоэлемент.

Существенный недостаток фотографической записи — необходимость фото-химического процесса проявления и невозможность стирания записи. Ее преимуществом является возможность путем несложного копирования изготовлять необходимое количество экземпляров сигналограммы. Поэтому фотографическая система нашла широкое применение при документальных необратимых записях (осциллография). Как система обратимой записи она используется в настоящее время только в звуковом кино, где удобно согласуется с фотографическим способом получения изображения [Л. 35].

### Магнитная запись

При этой системе запись осуществляется изменением остаточного магнитного состояния носителя записи или его отдельных частей в соответствии с сигналами записываемой информации. Для этого носитель записи должен быть сделан из ферромагнитного материала или по крайней мере содержать его в себе и быть по возможности магнитнотвердым. Записываемая информация в форме электрических сигналов поступает в прибор, называемый записывающей магнитной головкой. Это — электромагнит, магнитная цепь которого разомкнута с одной стороны немагнитной прокладкой, образующей рабочий зазор. К рабочему зазору прилегает движущийся носитель записи. Так как магнитное поле над рабочим зазором головки изменяется в соответствии с сигналами записываемой информации, последняя фиксируется на носителе записи в виде различной остаточной намагниченности его отдельных участков, образуя магнитную сигналограмму. Чтобы воспроизвести запись, сигналограмму пропускают по воспроизводящей магнитной головке, схожей по устройству с записывающей. Магнитный поток, исходящий из сигналограммы, замыкается через сердечник воспроизводящей головки и возбуждает в ее обмотке электрические сигналы, соответствующие записанной информации. Воспроизведение может осуществляться как в процессе записи с незначительным запаздыванием, которое определяется временем пробега сигналограммы от головки записи до головки воспроизведения, так и многократно после окончания записи.

Ненужная магнитная запись легко стирается. Принципиально для этого могут применяться две системы стирания: термическая (нагреванием сигналограммы до температуры, соответствующей точке Кюри данного ферромагнетика) и магнитная (путем магнитного воздействия на сигналограмму). Последняя наиболее распространена и осуществляется двумя способами стирания: размагничиванием и намагничиванием. Для стирания служит магнитная головка стирания, устроенная в общем так же, как и магнитные головки для записи и воспроизведения, и устанавливаемая до головки записи (по ходу носителя записи). В зависимости от применяемого способа стирания через обмотку стирающей головки пропускают или постоянный ток — тогда участки носителя намагничиваются до насыщения или близко к нему, или переменный ток — тогда происходит размагничивание носителя.

Преимуществом магнитной записи являются ее моментальная готовность, практическая неизнашиваемость сигналограмм, легкость стирания ненужных записей и очень высокая разрешающая способность, позволяющая производить запись в диапазоне частот до нескольких мегагерц.

Из всех систем записи магнитная система в настоящее время наиболее широко распространена.

Аппаратура магнитной записи относительно проста, может быть миниатюрной, допускает работу во время движения, при вибрациях, а также в тяжелых климатических условиях.

Некоторым недостатком магнитной записи является невидимость магнитной сигналограммы. Это затрудняет ее разметку и монтаж и делает невозможным непосредственно визуальное воспроизведение. Иногда магнитную сигналограмму можно сделать видимой, визуализировать (см. § 16-3), однако подробного представления о записанных сигналах такая визуализация все же не дает.

Для воспроизведения магнитной записи в форме электрических сигналов почти исключительно используется магнитная система воспроизведения, описанная выше. Возможно применение оптической системы воспроизведения, при которой луч линейно-поляризованного света падает на магнитную сигналограмму и, отражаясь или проходя через нее (при прозрачной сигналограмме), изменяет свою поляризацию. Далее отраженный луч проходит через прибор, прозрачность которого зависит от поляризации луча, и попадает на фотоэлемент, вырабатывающий электрические сигналы, соответствующие воспроизводимой информации. Однако оптическая система воспроизведения магнитной записи пока еще не вышла из стадии разработки.

### Электростатическая запись

Осуществляется путем образования на носителе записи или внутри него электрических зарядов в соответствии с сигналами записываемой информации. Для записи небольшой продолжительности в качестве носителя записи применяют электроннолучевую трубку со специальным мозаичным экраном, представляющим собой как бы большое количество конденсаторов с одной общей пластиной с выводом наружу. При сканировании экрана электронным лучом, модулированным сигналами, отдельные конденсаторы приобретают заряд, пропорциональный сигналу, который сохраняется в течение некоторого времени. Для воспроизведения экран сканируется немодулированным лучом и конденсаторы разряжаются. Ток разряда содержит записанную информацию.

Подобная электроннолучевая трубка с двумя независимыми электронными лучами может быть использована как линия задержки сигналов.

Для длительной электростатической записи в качестве носителя записи используют специальную ленту, обладающую хорошими изоляционными свойствами. При записи лента проходит между записывающими электродами, к которым подводятся сигналы информации и напряжение смеще-

ния. Такие же электроды используются для воспроизведения сигналов. Запись можно стереть, если пропустить сигналограмму через сильное постоянное электрическое поле. Современные ленты для электростатической записи допускают длительное хранение сигналограммы и многократное воспроизведение информации, однако по разрешающей способности электростатическая запись в несколько раз уступает магнитной. Лучшую разрешающую способность имеет электростатическая запись на ленте с помощью электронного луча, однако аппаратура для такой записи сложна, так как запись должна производиться в вакууме. Электростатическая запись может использоваться и как необратимая — для визуального воспроизведения. Для этого сигналограмму посыпают мелким порошком изоляционного вещества (см. также [Л. 1]).

### Термопластическая запись

Запись производится в вакууме электронным лучом на специальной ленте, состоящей из основы, проводящего и верхнего пластического слоев. Электронный луч развертывается поперек движущейся ленты. Модуляция электронного луча записываемым сигналом приводит к образованию электростатической сигналограммы, имеющей, однако, вспомогательное назначение. Сигналограмма сразу поступает в электромагнитное поле высокой частоты, нагревающее проводящий и от него верхний пластический слой, отчего последний размягчается и под действием сил взаимодействия электрических зарядов деформируется, образуя после застывания механическую сигналограмму.

Термопластическая запись обладает широким частотным диапазоном (до 50 *Мгц*) и большой поверхностной плотностью ($6 \cdot 10^4$ *дв. ед. информации* на 1 *мм*$^2$). Принципиально она может использоваться для записи любых сигналов, но особенно удобна для записи изображения, в том числе цветного. Полученная видеограмма может воспроизводиться не только путем развертки электронным лучом, но и визуально — на просвет. Дорожка записи цветного изображения имеет вид дифракционной решетки. Расстояние между центрами решетки изменяется при записи в зависимости от цвета путем модуляции скорости развертки электронного луча.

Термопластическая сигналограмма может быть стерта нагреванием и размягчением пластического слоя ленты, после чего лента становится пригодной для новой записи. Ряд технологических трудностей не позволяет пока широко использовать термопластическую запись (см. [Л. 6; Л. 24]).

### Электротермическая и электрохимическая запись

*Электротермическая запись* производится на специальной бумаге, которая при прохождении через нее электрического тока под действием выделяющегося тепла темнеет. Один из электродов при записи — площадка, на которой лежит бумага, второй электрод — проволока диаметром ~0,2 *мм*. Второй электрод может быть неподвижен — для записи импульсного сигнала или перемещаться в соответствии с записываемыми сигналами поперек бумаги. Разновидностью электротермической записи является запись на металлизированной бумаге. Это обычная бумага, покрытая очень тонким слоем цинка (12—60 *мк*). Один из электродов — металлический валик, огибаемый металлизированной бумажной лентой, второй — острие. Оба электрода располагаются с той стороны бумаги, на которую нанесен слой цинка. Под действием тока металл выгорает, образуя под электродом-острием хорошо видимую волнистую линию [Л. 3].

*Электрохимическая запись* в отличие от электротермической производится на бумажную ленту, пропитанную специальным электролитом (например, раствором йода). Для электрохимической записи применяют такую же систему электродов, как и для электротермической записи. Под действием проходящего тока цвет бумаги под электродом-острием резко изменяется. Недостатком является необходимость иметь бумагу при записи в увлажненном состоянии.

Электрохимическая запись, так же как и электротермическая, является необратимой, оба вида записи рассчитаны на визуальное воспроизведение сигналограмм [Л. 3].

## 16-3. МАГНИТНАЯ СИСТЕМА ЗАПИСИ

### Основные способы магнитной записи

По положению записывающей головки относительно носителя записи и направления записи различают три способа магнитной записи (рис. 16-3).

Запись, при которой направление основного магнитного потока в рабочем зазоре записывающей головки параллельно направлению записи, называется *записью с продольным намагничиванием.*

Когда тот же магнитный поток перпендикулярен направлению записи и параллелен рабочей поверхности носителя записи, запись называют *записью с поперечным намагничиванием.*

Если основной магнитный поток в рабочем зазоре головки записи перпендикулярен рабочей поверхности носителя записи, запись называется *записью с перпендикулярным намагничиванием.*

Когда носитель магнитной записи имеет форму нити, понятия поперечного и перпендикулярного намагничивания совпадают и используется термин «магнитная запись с поперечным намагничиванием». Каждый из трех упомянутых способов записи можно использовать как для прямой, так и для модуляционной записи.

Наибольшее распространение для звукозаписи получил прямой способ записи с продольным намагничиванием. При этом можно получить бо́льшую плотность записи и уменьшить расход носителя записи.

Для повышения качества прямой магнитной записи через обмотку записывающей головки пропускают не только ток записываемых сигналов, но и вспомогательный

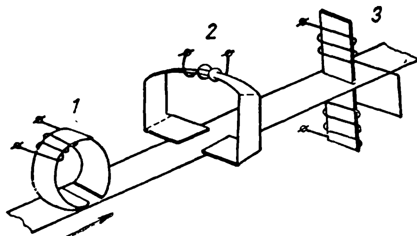



Рис. 16-3. Способы магнитной записи.

*1*—с продольным намагничиванием; *2*—с поперечным намагничиванием; *3* — с перпендикулярным намагничиванием.

ток, называемый током подмагничивания.

По способу подмагничивания прямую магнитную запись разделяют на запись *с подмагничиванием постоянным полем* и запись *с высокочастотным подмагничиванием.*

При первом способе производится предварительное намагничивание носителя постоянным магнитным полем, являющееся одновременно и стиранием старой записи, а в обмотку записывающей головки посылают постоянный ток подмагничивания.

Способ с подмагничиванием постоянным полем используется главным образом для невысокого качества записи речи. При этом способе аппаратура получается проще, но велики собственные шумы носителя записи и нелинейные искажения записываемых сигналов.

При втором способе запись производят на размагниченном носителе. Размагничивание (стирание) и подмагничивание производят переменными полями высокой частоты, возбуждаемыми токами от специального генератора и посылаемыми в обмотку головок стирания и записи.

Действие высокочастотного подмагничивания на носитель записи заключается в линеаризации характеристики его остаточного намагничивания. Линеаризация возникает, когда подмагничивание равно или больше некоторого оптимального значения; при этом нелинейные искажения записи становятся намного меньше, чем при записи без подмагничивания.

На носитель записи, движущийся около записывающей головки, действуют одновременно два магнитных поля — поле записываемого сигнала (поле записи) и переменное высокочастотное поле подмагничивания. Поле подмагничивания в несколько раз сильнее поля записи, поэтому над рабочим зазором головки носитель периодически перемагничивается в том и другом направлении, а остаточная намагниченность приобретается им позже, когда, пройдя рабочий зазор, носитель попадает в так называемую критическую зону, где спадающее по силе поле подмагничивания проходит через критический интервал значений. Величины поля, определяющие этот критический интервал, зависят от магнитных свойств носителя записи. В критической зоне носитель приобретает остаточную намагниченность, пропорциональную текущему значению поля записи. В паузе, когда поле записи отсутствует, носитель остается размагниченным, чем и объясняется малый шум сигналограммы, свойственный записи с высокочастотным подмагничиванием [Л. 7].

## Режимы и характеристики прямой магнитной записи

**Частотная характеристика записи-воспроизведения.** Частотной характеристикой записи — воспроизведения называется зависимость напряжения на выходе ненагруженной головки воспроизведения от частоты сигнала, записанного при неизменной величине тока записи.

При идеальных магнитных головках и идеальном носителе записи данная характеристика или равномерна (если используется потокочувствительная головка воспроизведения), или имеет форму наклонной прямой с возрастанием 6 *дб* на октаву (если используется индукционная головка воспроизведения).

Практически частотная характеристика значительно отличается от идеальной по следующим причинам: во-первых, с повышением частоты возрастают потери энергии в сердечниках магнитных головок и их арматуре (так называемые частотные потери), а в обмотках возможно возникновение резонансных явлений; во-вторых, с повышением частоты сигнала $f$ уменьшается длина волны записи $\lambda = v/f$ ($v$ — скорость записи). При этом возникают дополнительные потери, называемые волновыми. Непосредственно они зависят не от частоты сигнала, а от длины волны записи.

Волновые потери разделяются на:

1) волновые потери в головке воспроизведения. Эти потери рассматриваются в § 16-5;

2) волновые потери в критической зоне. При длине волны записи, соизмеримой с протяженностью критической зоны, происходит усреднение и ослабление действия поля записи на носитель, в результате чего уровень записи уменьшается;

3) волновые контактные потери. Шероховатость поверхностей сигналограммы и головки воспроизведения приводит к тому, что между ними неизбежно существует зазор *а*, вызывающий ослабление э. д. с. го-

ловки на величину, равную примерно $54{,}6\frac{a}{\lambda}$ *дб*;

4) слойные потери. Отдельные части сигналограммы, расположенные в толще рабочего слоя носителя записи, также оказываются удаленными от головки воспроизведения, что вызывает волновые контактные потери, равные примерно

$$\frac{1-e^{-2\pi\frac{d}{\lambda}}}{2\pi\frac{d}{\lambda}},$$

где $d$ — глубина намагничивания рабочего слоя.

Изменение зазора между носителем и головкой записи изменяет глубину намагничивания $d$ и ширину критической зоны и таким путем оказывает влияние на частотную характеристику записи — воспроизведения;

5) волновые потери из-за непараллельности углов наклона рабочих зазоров у головок записи и воспроизведения. Если разница в углах равна $\beta$, то потери составляют:

$$20\lg\frac{\sin\pi\frac{s}{\lambda}}{\pi\frac{s}{\lambda}},$$

где $s=b\operatorname{tg}\beta$ ($b$ — ширина дорожки записи).

С учетом всех перечисленных потерь частотная характеристика магнитной записи — воспроизведения имеет вид, изображенный на рис. 16-4. Чем выше скорость записи, тем меньше все волновые потери и частотная характеристика имеет больший подъем на высоких частотах. Если подмагничивание выбирать оптимальным не на

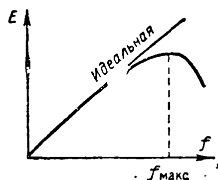


Рис. 16-4. Частотная характеристика магнитной записи — воспроизведения (при индукционной воспроизводящей головке).

низкой, а на высокой частоте, это также повышает уровень записи высоких частот, однако связано с другими недостатками. В общем, неравномерность частотной характеристики достаточно велика, и ее приходится корректировать в усилителях записи и воспроизведения.

**Выбор высокочастотного подмагничивания.** От величины тока подмагничивания зависят почти все показатели магнитной записи. Подмагничивание, при котором носитель записи для заданного полезного сигнала и при заданных условиях записи обладает наибольшей чувствительностью, называется о п т и м а л ь н ы м.

Так как чувствительность носителя записи не является единственным критерием для оценки режима записи (например, не менее важно бывает снизить различного рода искажения), на практике часто выбирают подмагничивание, отличающееся от оптимального. Подмагничивание, рекомендуемое в конкретном аппарате, называется н о м и н а л ь н ы м, в частном случае оно может быть равно оптимальному. При изменении подмагничивания изменяется положение критической зоны. С увеличением подмагничивания она отодвигается дальше от рабочего зазора, проходит глубже в носитель записи и расширяется (рис. 16-5).

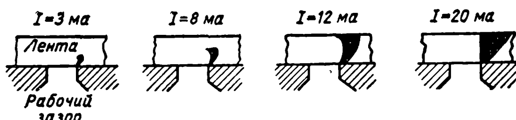


Рис. 16-5. Положение критической зоны при различных значениях тока высокочастотного подмагничивания.

При достаточно длинных волнах записи ($\lambda=1\div2$ *мм*) оптимальным будет подмагничивание, при котором критическая зона пронизывает носитель записи примерно на половину глубины рабочего слоя (зависит от ленты). На более коротких волнах, когда слойные потери и потери в критической зоне ослабляют и делают неэффективной запись в дальних слоях носителя, оптимальным оказывается меньшее подмагничивание, при котором запись происходит в поверхностных слоях.

При записи широкополосного сигнала, для того чтобы получить достаточную намагниченность носителя на низких и средних частотах при небольших нелинейных искажениях, оптимальное подмагничивание выбирают на низких или средних частотах, т. е. при длинных волнах записи. Нелинейные искажения резко возрастают, если подмагничивание случайно уменьшится и станет меньше оптимального. Это одна из причин, по которой номинальное подмагничивание выбирают обычно на 20% больше оптимального.

Высокочастотное подмагничивание оказывает стабилизирующее действие на сигналограмму. Уровень записи сигналограммы, записанной без подмагничивания или с малым подмагничиванием, неустойчив и обычно заметно ослабевает при каждом воспроизведении вследствие механической деформации сигналограммы в движущем механизме; в отличие от этого запись с большим подмагничиванием весьма устойчива и допускает огромное число воспроизведений.

Хотя шумы в паузах записи при высокочастотном подмагничивании достаточно малы, во время записи они обнаруживаются весьма заметно и являются результатом неоднородности носителя записи и паразит-

ной амплитудной модуляции записываемого сигнала вследствие неплотного контакта носителя записи с магнитными головками. Шумы, сопровождающие запись, называются модуляционными. Их можно уменьшить, если установить подмагничивание больше оптимального для длинных волн записи. Выбор увеличенного подмаг-

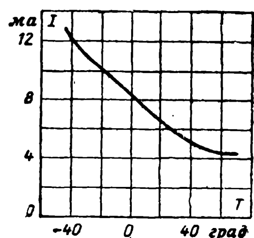



Рис. 16-6. Зависимость тока оптимального подмагничивания от температуры (для ленты типа 2). $v$=4,76 *см/сек*; $f$=100 *гц*; $f$=170 *кгц*; рабочий зазор головки записи 10 *мк*.

ничивания связан, однако, и с двумя недостатками: 1) волновая и частотная характеристики при этом ухудшаются: 2) стереть сигналограмму становится труднее. С этими недостатками приходится мириться или выбирать подмагничивание компромиссно.

При увеличении температуры окружающей среды величина оптимального подмагничивания уменьшается (рис. 16-6), чем в значительной степени объясняется происходящее одновременно изменение всех характеристик магнитной записи. Характеристики восстанавливаются при подстройке подмагничивания [Л. 8].

**Уровень магнитной записи.** При записи с продольным намагничиванием уровнем записи называется величина полезного остаточного магнитного потока в поперечном сечении магнитной сигналограммы, отнесенная к ширине дорожки записи. Для носителей, имеющих форму нити (проволоки), уровень записи определяют как остаточный поток в поперечном сечении сигналограммы. Измеряется уровень записи соответственно в веберах на метр или веберах, а также в долях этих единиц.

При малом уровне записи больше относительная величина различного рода помех; при слишком большом уровне возникают нелинейные искажения. Кроме того, очень большие различия в уровне записи затрудняют обмен сигналограммами и воспроизведение их на других аппаратах. Поэтому для каждого вида применения магнитной записи и для определенной группы носителей нормируется максимально допустимый уровень записи. Эталонируется он с помощью измерительных лент (см. § 16-7), содержащих запись с максимально допустимым уровнем. В процессе записи уровень записи контролируют по специальному прибору — вольтметру, называемому индикатором уровня (§ 16-7). Предварительно индикатор уровня настраивают по измерительной ленте.

**Стирание магнитной записи.** Можно использовать магнитную и тепловую системы стирания. При тепловой системе требуется нагрев до температуры, превышающей точку Кюри, что часто портит носитель (у порошковых лент температура Кюри более 500° С).

Наиболее распространена магнитная система стирания, основанная на магнитном воздействии на сигналограмму. Известны два способа магнитной системы стирания: стирание размагничиванием и стирание намагничиванием. При первом способе на сигналограмму действует постепенно убывающее по амплитуде переменное поле, достаточно сильное в первый момент. В результате носитель записи размагничивается. При втором способе носитель записи однородно намагничивается в постоянном по направлению поле. Стирание можно осуществить в процессе записи с помощью стирающей магнитной головки или до записи, поместив всю сигналограмму (рулон ленты, катушку проволоки, диск) в поле специального размагничивающего электромагнита, питаемого от сети переменного тока. Конструкция ручного размагничивающего электромагнита показана на рис. 16-7, конструкция более мощного стационарного электромагнита — на рис. 16-8.

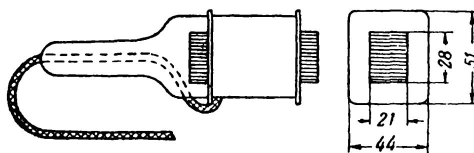



Рис. 16-7. Конструкция ручного размагничивающего электромагнита. Сердечник имеет 60 стальных пластин толщиной 0,35 и длиной 70 *мм*. Обмотка содержит 1 680 витков провода ПЭЛ 0,38 для напряжения электросети 220 *в* или 840 витков ПЭЛ 0,47 для напряжения 110 *в*.

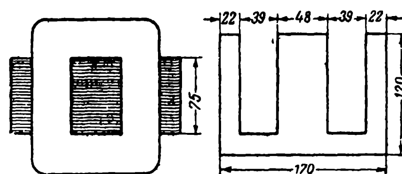



Рис. 16-8. Конструкция стационарного размагничивающего электромагнита. Сердечник собран из пластин толщиной 0,5 *мм*. Обмотка содержит 200 витков провода ПБО 2,6 для напряжения электросети 127 *в*. Потребляемая реактивная мощность около 2 *ква*.

При пользовании электромагнитом сначала нужно включить его на расстоянии не менее 0,5 *м* от размагничиваемой сигна-

лограммы, затем, сблизив их, перемещать электромагнит относительно сигналограммы (или наоборот), стараясь, чтобы не осталось участков, не подвергшихся воздействию электромагнита. После этого надо также медленно удалить сигналограмму от электромагнита и на расстоянии 0,5 *м* выключить его. Ручной электромагнит нельзя оставлять включенным в электросеть более 1—2 *мин*, чтобы он не перегрелся.

Ручным электромагнитом можно точно так же размагнитить сердечники магнитных головок и стальные детали аппарата, с которыми соприкасается лента в процессе движения. Эти детали могут случайно намагнититься и испортить сигналограмму (появляются шум и трески). Рекомендуется раз в 1—2 мес. производить профилактическое размагничивание. Во время размагничивания аппарат должен быть выключен.

Процесс стирания имеет следующие особенности:

1) Свежая запись стирается лучше, чем долго хранившаяся.

2) Двукратное стирание с помощью головки понижает уровень остающейся записи.

3) Запись низких частот стирается хуже, чем средних и высоких.

4) Запись, произведенную с сильным подмагничиванием, стереть труднее.

5) Из отечественных лент хуже стирается запись с ленты типа 2.

6) Чтобы старая запись после стирания совершенно не прослушивалась, необходимо ослабить ее уровень на 75—80 *дб*; в магнитофонах достигается стирание не более чем на 70 *дб*.

7) Нагрев сигналограммы облегчает ее стирание.

8) При воздействии поля ВЧ подмагничивания во время новой записи на стертую сигналограмму она частично «проявляется», уровень старой записи повышается. Это явление особенно заметно у ленты типа 2. Если новую запись делать в направлении, противоположном тому, которое было при предыдущей записи, эффект «проявления» ослабевает.

**Визуализация магнитной записи.** При определении размеров и расположении дорожки магнитной записи, при монтаже фонограммы и в ряде других случаев необходимо сделать магнитную запись видимой. Этого можно достичь, нанеся кистью на поверхность сигналограммы суспензию мелких (2—3 *мк*) частиц карбонильного железа в бензине или гептане (1 *г* порошка на 100 *г* жидкости). Сигналограммы можно, кроме того, визуализировать, размягчив рабочий слой магнитной ленты соответствующим растворителем.

В обоих случаях видимыми становятся те места сигналограммы, где магнитный поток наиболее интенсивно выходит наружу. Например, при записи импульса постоянного тока видимыми становятся начало и конец намагниченного участка. Сигналограмма гармонического колебания визуализируется намного слабее, чем сигналограмма прямоугольных импульсов. Таким образом, визуализация не позволяет увидеть форму записанных сигналов. При необходимости этого применяют запись с перемещаемой границей (см. стр. 274).

**Копир-эффект.** При хранении магнитной сигналограммы более сильно намагниченные участки дорожки записи воздействуют на расположенные вблизи другие ее участки и копируются на них. При воспроизведении эти копии создают помехи в виде сигналов-эхо, как отстающих, так и опережающих полезный сигнал. Такое явление называют к о п и р - э ф ф е к т о м. Наиболее сильно копир-эффект проявляется при записи на ленте и проволоке, так как благодаря намотке получаемой сигналограммы в рулон расстояния между отдельными участками дорожки записи оказываются очень небольшими. Мерой данного явления является относительный уровень копир-эффекта, равный выраженному в децибелах отношению уровня записи наибольшего сигнала-копии к уровню записи сигнала, с которого получена копия. При звукозаписи копир-эффект особенно неприятен в записях речи, при других применениях магнитной записи копир-эффект, создавая ложные сигналы, понижает точность записи. При относительном уровне копир-эффекта около —54 *дб* помехи столь малы, что практически не играют роли.

Из порошковых магнитных лент отечественного производства наилучшей по этому показателю является лента типа 6 (—49 *дб*).

Величина относительного уровня копир-эффекта определяется магнитными свойствами носителя, длиной волны записи и способом намотки сигналограммы для хранения. У порошковых магнитных лент максимум копир-эффекта наблюдается при $\lambda = 2\pi d$, где $d$ — расстояние между рабочими слоями соседних лент. У магнитной проволоки диаметром 50 *мк* копир-эффект максимален при $\lambda = 90$ *мк*. Копир-эффект сильно зависит от магнитного последействия в носителе записи. Последействие велико в порошковых магнитных лентах и мало в проволоке, поэтому у первых копир-эффект заметно увеличивается по мере копирования, а у вторых не зависит от времени копирования.

Относительный уровень копир-эффекта у порошковых лент не зависит от уровня записи полезного сигнала, а у магнитной проволоки — зависит.

При повышении температуры и под воздействием внешних магнитных полей копир-эффект растет. Этим иногда пользуются для к о н т а к т н о г о к о п и р о в а н и я магнитных сигналограмм. Сигналограмма и свободный от записи носитель складываются вместе и подвергаются воздействию переменного поля с частотой 50 *гц*. После плавного ослабления переменного поля на носителе записи «отпечатывается» копия сигна-

лограммы. Для контактного копирования применяют специальные типы магнитных носителей записи. Во всех остальных случаях копир-эффект представляет собой вредное явление. Меры борьбы с ним: улучшение магнитных свойств носителей записи, намотка сигналограммы с прокладками или с принудительным шагом (для магнитной проволоки) и, наконец, размагничивание поверхностного слоя сигналограммы перед воспроизведением. Так как скопированные сигналы, в отличие от полезных сигналов, неглубоко проникают в глубь носителя записи, такое размагничивание ослабляет главным образом их [Л. 9].

## Специальные способы магнитной записи и воспроизведения

Недостатки прямого способа записи состоят в малой точности и ограниченности частотного диапазона не только сверху, но и снизу.

Малая точность прямой записи объясняется тем, что вследствие неоднородности носителя записи, особенно его магнитных свойств, и из-за непостоянства механического контакта между носителем и головкой коэффициент пропорциональности между остаточным магнитным потоком в носителе и током записи в головке не остается постоянным, а подвержен в процессе записи случайным изменениям. Эти изменения создают паразитную амплитудную модуляцию сигнала. Величины модуляции и возникающей при этом ошибки записи зависят от свойств носителя, плотности его контакта с головкой, частоты сигнала и выбора подмагничивания. Особенно велика (до 50%) паразитная модуляция на высоких частотах (при малых длинах волн) и при узких дорожках записи. Паразитную модуляцию можно несколько ослабить, если выбрать высокочастотное подмагничивание больше оптимального. Однако при всех условиях не удается сделать ошибку записи меньше 5—10%.

Второй недостаток — ограничение диапазона частот снизу — связан с тем, что воспроизводящая головка перестает эффективно работать, когда длина волны записи превышает размеры ее полюсов. Воспроизвести же постоянную составляющую записываемых сигналов при прямой записи с продольным намагничиванием вообще нельзя, так как остаточный поток от этой составляющей не выходит за поверхность носителя и не может быть обнаружен никаким воспроизводящим устройством.

По указанным причинам, когда необходима точная запись сигналов (например, в телеметрии или при изучении формы каких-либо колебаний), вместо прямой записи применяют модуляционную или цифровую. Прямая запись используется для звукозаписи и в тех случаях, когда точное знание величины сигналов не имеет значения, например при частотном анализе спектра.

**Модуляционная и цифровая запись.** При модуляционном способе записи сигналы модулируют вспомогательное колебание, которое записывается на носитель. При воспроизведении после детектирования и фильтрования получают исходные сигналы. Применяют разные виды модуляции, главным образом частотную (ЧМ), частотно-импульсную (ЧИМ) и широтно-импульсную

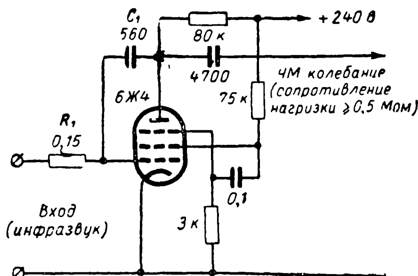



Рис. 16-9 Схема модулируемого генератора пилообразных колебаний.

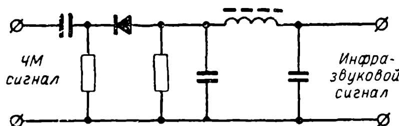



Рис. 16-10. Схема частотного демодулятора.

(ШИМ). Амплитудная модуляция применяется редко, так как при ней точность записи ограничена из-за паразитной амплитудной модуляции, свойственной магнитной записи. Модуляционная запись может осуществляться как с подмагничиванием, так и без него. Схемы модуляторов и демодуляторов в каналах записи и воспроизведения в принципе не отличаются от общеизвестных, позволяющих получать большую девиацию частоты (обычно 50%). На рис. 16-9 изображена схема модулируемого генератора ($f = 3\,000$ *гц*), пригодного для ЧМ записи инфразвуковых колебаний в диапазоне 1—250 *гц*, а на рис. 16-10 — схема соответствующего демодулятора. В зависимости от частотного диапазона записи и конструкции аппарата при модуляционной записи можно получить точность 0,5—1%. Точность ограничивается паразитной частотной модуляцией, вызванной нестабильностью скорости записи и воспроизведения в аппарате.

Наибольшую точность записи можно получить при цифровой записи, когда записываемые сигналы преобразуются в специальном устройстве в серии кодовых импульсов, т. е. отображаются многоразрядным двоичным числом. Чаще применяется параллельный код, каждый знак которого записывается на одной из дорожек записи многодорожечной сигналограммы. При цифровой записи ошибка может возникнуть только в слу-

чае пропадания одного из кодовых импульсов или возникновения ложного импульса. Это ограничивает плотность записи, так как при близком расположении импульсов в сигналограмме перекос рабочего зазора головки может привести к одновременному воспроизведению импульсов, относящихся к разным кодовым группам. Ошибки при цифровой записи могут быть также следствием выпадения сигнала (см. § 16-4). Запись кодовых импульсов можно производить при разных соотношениях между знаком кода и магнитным состоянием носителя записи. Например, если знаку 1 поставить в соответствие намагниченность носителя в одном направлении ($+B_s$), то знаку 0 может соответствовать как намагниченность в обратном направлении ($-B_s$), так и размагниченное состояние. Запись может быть сделана с промежутками, когда на носителе остаются участки, состояние которых не передает сведений о том или ином двоичном знаке кода, и без промежутков.

Наиболее распространена запись без промежутков типа $+B_s/-B_s$ (рис. 16-11), так как при ней не требуется для новой записи стирать старую. Существуют разновидности этой записи, например запись, в которой знаку 1 соответствует изменение предыдущего магнитного состояния. Для каждого

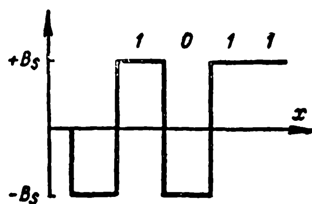



Рис. 16-11. Запись импульсов без промежутков типа $+B_s/-B_s$ (одна дорожка записи).

способа цифровой записи должна использоваться схема канала воспроизведения, позволяющая восстанавливать записанную информацию [Л. 1].

**Импульсная запись.** При цифровом способе записи и в ряде других случаев необходимо записывать серии импульсных сигналов, причем форма и величина импульса не имеют значения и не обязательно должны быть точно воспроизведены. Важно лишь правильно передать информацию о наличии импульса (да — нет) и в некоторых случаях информацию о временно́м интервале между ними. Обычно записываются П-импульсы. Поскольку искажения формы импульса не важны, импульсная запись с высокочастотным подмагничиванием не применяется. В обмотку записывающей головки посылаются однонаправленные или двунаправленные импульсы тока, величина которых достаточна для максимальной намагниченности носителя записи.

Воспроизведение записи импульса дает двусторонний всплеск э. д. с. (рис. 16-12) в индукционной воспроизводящей головке. При достаточно большой продолжительности $\tau$ импульса максимумы э. д. с. отстоят один от другого на величину, близкую к $\tau$. Оба максимума неодинаковы из-за несимметрии размеров магнитных головок и неоднородности носителя записи. Для получения исходного П-импульса производят интегрирование воспроизведенного сигнала с по-

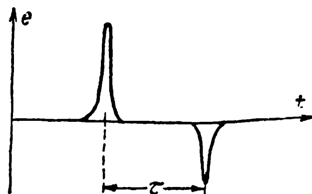



Рис. 16-12. Форма э. д. с. магнитной головки при воспроизведении записи П-импульса.

мощью $RC$-цепи. Напряжение на конденсаторе будет при этом близко к П-образному. Чаще применяют другой способ: диодом отсекают одну половину воспроизведенного сигнала или с помощью ограничителя или триггера формируют П-импульс.

Если при неизменных силе тока и продолжительности импульсов $\tau$ увеличивать их количество $n$, записываемое на 1 *мм* длины дорожки записи, то воспроизводимая э. д. с. не изменяется до тех пор, пока на носителе не начинается наложение смежных импульсов друг на друга; при этом всплески э. д. с. уменьшаются. Критическая величина $n$ может быть приблизительно определена как

$$n_{крит} = \frac{f_{макс}}{v},$$

где $v$ — скорость записи, *мм/сек*;
$f_{макс}$ — частота гармонического сигнала, при которой э. д. с. головки максимальна (см. рис. 16-4).

Расстояние между всплесками э. д. с. при $n < n_{крит}$, т. е. продолжительность воспроизводимого импульса, больше продолжительности записанного импульса на величину, приблизительно равную

$$\Delta\tau = \frac{l_з}{v},$$

где $l_з$ — эффективная ширина рабочего зазора головки записи, с учетом поля рассеяния;
$v$ — скорость записи и воспроизведения.

При уменьшении $\tau$ продолжительность воспроизведенного импульса стремится к $\Delta\tau$. Для воспроизведения импульсной записи используют или ту же головку, что и для записи (универсальную), или отдельную воспроизводящую головку с более узким рабочим зазором, чем у записывающей.

В последнем случае максимальная плотность записи может быть несколько увеличена.

**Транспонирование сигналов.** Если скорость воспроизведения $v_в$ отличается от скорости записи $v_з$, то воспроизводимые сигналы изменяют свою частоту и длительность в отношении $v_в/v_з$ по сравнению с частотой и длительностью

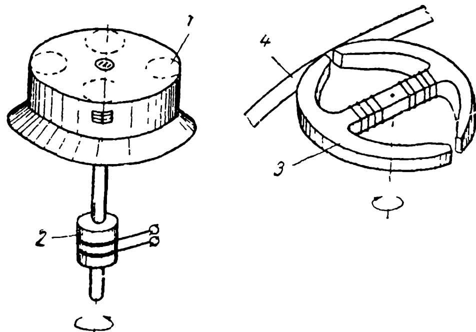



Рис. 16-13. Вращающиеся блоки магнитных головок, применяемые при транспонировании.

*1* — одна из магнитных головок; *2* — кольцевой токосъемник; *3* — блок с общим магнитопроводом, обмоткой и двумя рабочими зазорами, *4* — магнитная лента.

тех сигналов, которые были записаны. Такое преобразование сигналов называется транспонированием. С помощью транспонирования можно замедлить слишком быстро меняющиеся сигналы или ускорить замедленные. Подобно ускоренной и замедленной киносъемке транспонирование бывает очень полезно при изучении различного рода процессов. Например, при анализе инфразвуковых сигналов их транспонирование в область звуковых частот позволяет использовать применяемую для звуковых частот измерительную аппаратуру, у которой разрешающая способность намного выше, чем у инфразвуковой. Кроме того, становится возможным воспроизведение инфразвуковой сигналограммы с помощью обычной индукционной головки, в то время как при $v_в=v_з$ такая сигналограмма требует применения потокочувствительной головки.

Транспонирование осуществляется выбором соответствующих скоростей записи и воспроизведения, реализуемых или в одном аппарате, или в разных. Если анализ путем транспонирования производится на небольших участках сигналограммы, то применяют качающуюся или вращающуюся магнитную головку [Л.20]. Чаще используют вращающийся блок головок, содержащий несколько головок с последовательно соединенными обмотками, расположенных по окружности барабана, или специальный магнитопровод с несколькими рабочими зазорами и одной обмоткой (рис. 16-13).

**Запись с перемещаемой границей.** Так как обычная визуализация магнитной сигналограммы не позволяет увидеть форму записанных сигналов, то в тех случаях, когда это необходимо, используют запись с перемещаемой границей. Основное отличие этого способа заключается в применении специальной магнитной головки записи. Принцип ее устройства показан на рис. 16-14. Один из полюсов сердечника представляет собой постоянный магнит, магнитный поток которого замыкается на второй полюс. Индукция в зазоре распределена примерно так, как изображено на том же рисунке. При включении тока в обмотку создаваемый им магнитный поток складывается с потоком постоянного магнита на одной стороне полюса и вычитается на другой. В результате место, где индукция в рабочем зазоре равна нулю, перемещается от середины в ту или другую сторону в зависимости от силы и направления тока записи. Запись осуществляется обычно на магнитной ленте, прилегающей к рабочему зазору. Дорожка записи состоит из двух частей, отличающихся направлением намагничивания. Линия раздела этих частей повторяет форму записанных сигналов. После визуализации эта линия (кроме участков, параллельных краям ленты) становится видимой.

Подобная запись применяется главным образом для низких звуковых частот и ис-

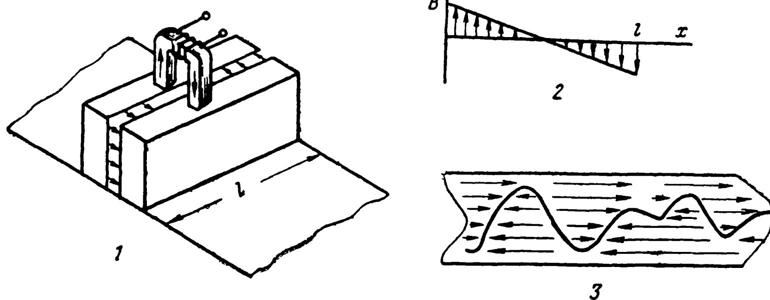



Рис. 16-14. Граничный способ магнитной записи.

*1* — принцип устройства магнитной головки; *2* — распределение индукции в рабочем зазоре головки при отсутствии тока в обмотке, *3* — получаемая сигналограмма (стрелки обозначают направление намагничивания).

пользуется как способ осциллографии. От других способов осциллографии ее выгодно отличает возможность многократного использования носителя записи путем стирания ненужной записи и возможность не только визуального, но и электрического воспроизведения записанных сигналов с помощью воспроизводящей магнитной головки.

**Бесконтактная магнитная запись.** Для повышения надежности и долговечности аппаратуры магнитной записи иногда прибегают к бесконтактной записи и бесконтактному воспроизведению, при которых между магнитными головками и носителем записи существует воздушный зазор. Это устраняет износ и делает носитель записи и магнитные головки практически «вечными». Введение зазора увеличивает контактные волновые потери при воспроизведении и волновые потери при записи. При записи с высокочастотным подмагничиванием потери очень зависят от выбора величины подмагничивания [Л. 27]. Таким образом, частотная характеристика при бесконтактной записи и бесконтактном воспроизведении хуже, чем при контактных. При необходимости скомпенсировать это ухудшение увеличивают скорости записи и воспроизведения. При записи на ленту величина зазора между лентой и головкой (5—10 *мк*) устанавливается с помощью направляющих штифтов или роликов, расположенных около магнитных головок.

Чаще бесконтактные запись и воспроизведение используются при записи на диск и барабан. Если при этом применяется высокочастотное подмагничивание, то для уменьшения паразитной АМ сигнала выбирают подмагничивание, в 1,5—2 раза большее оптимального.

**Временны́е ошибки и помехи при точной магнитной записи.** Скорость записи, как и скорость воспроизведения, никогда не бывает строго постоянной, причем для каждой точки сигналограммы скорость записи в большинстве случаев не равна скорости воспроизведения. Это вызывает при точной записи, осуществляемой способами ЧМ или ШИМ, искажения временнóго масштаба (временны́е ошибки) и дополнительные помехи как в паузах, так и сопровождающие полезный сигнал. Если одновременно с полезным сигналом на том же носителе записывать вспомогательный сигнал стабильной частоты (например, от кварцевого генератора), то по изменению частоты этого сигнала, обнаруживаемому при воспроизведении, можно получить информацию о законе изменения скорости воспроизведения по сравнению со скоростью записи. Сигналы этой информации могут использоваться различными способами для более или менее полной компенсации помех. Временны́е ошибки остаются при этом без изменений. Уменьшить их можно, только пропуская воспроизводимый сигнал через линию задержки, управляемую вспомогательным сигналом [Л. 28].

### Виды носителей магнитной записи

Носители магнитной записи могут иметь форму нити, диска, ленты, проволоки, листа и барабана [Л. 16].

**Магнитная нить** порошковая, одно- или двухслойная (так называемые магнитные нитки) находится в стадии экспериментальной разработки.

**Магнитный лист** аналогичен по устройству магнитной ленте и имеет габариты нормального листа писчей бумаги или меньшие. Для привода листа по его краям иногда делают перфорационные отверстия. На листе осуществляется строчная запись, для чего лист перемещается непрерывно в одном направлении, а в другом направлении по нему скользят магнитные головки. Магнитные листы используются в информационных и счетно-решающих устройствах, а также в диктофонах. Преимуществами магнитных листов в последнем случае являются удобство хранения и пересылки по почте и возможность на обратной стороне делать вручную записи и рисунки. Недостаток — небольшое время записи.

**Магнитные диски** изготавливаются как порошковые, так и металлические, одно- и двухслойные. Первые широко распространены в диктофонах [Л. 14]. Они изготавливаются из пластмассы, смешанной с ферромагнитным порошком [Л. 15]. Рабочая поверхность диска содержит спиральную канавку (как грампластинка), что позволяет легко осуществлять радиальное перемещение точечной магнитной головки, которая записывает по дну канавки. Преимущества такого магнитного диска: простота движущего механизма диктофона, удобство эксплуатации, ненадобность перемотки, механическая прочность; недостатки: низкое качество записи, пригодное лишь для речи, малое время записи (до 12 *мин*). Металлические тонкие диски с гладкой рабочей поверхностью используют в счетно-решающих устройствах.

**Магнитные барабаны** обычно выполняются двухслойными и содержат немагнитную металлическую основу (сам барабан), на поверхность которой наносят порошковый или металлический рабочий слой. Порошковый слой наносится из пульверизатора, металлический — гальваническим способом. Магнитные барабаны применяют для непродолжительной многодорожечной записи в счетно-решающих устройствах и для записи, рассчитанной на кратковременное хранение в линиях задержки сигналов. Чтобы избежать износа рабочего слоя барабана, магнитные головки устанавливают относительно его поверхности с зазором 10—50 *мк*. Сокращение зазора ограничивается неизбежным эксцентриситетом барабана и изменением его размеров при нагревании. Чтобы уменьшить паразитную АМ записанного сигнала из-за эксцентриситета барабана, применяют так называемую «плавающую» подвеску магнитных головок, при которой зазор между головками и барабаном

поддерживается более или менее постоянным образующейся масляной или воздушной подушкой. Чтобы компенсировать ухудшение частотной характеристики из-за зазора, линейную скорость на поверхности барабана доводят до 100 *м/сек*. Иногда поверхность барабана обтягивают специальной резиной, содержащей в своем составе ферромагнитный порошок. Запись на магнитной резине производится без зазора (контактным способом).

**Переводные носители магнитной записи.** Устроены они на принципе переводных картинок и содержат бумажную основу, поверх которой нанесен порошковый рабочий слой и слой клея. Такие переводные носители имеют форму листа или ленты, и с них известными способами можно перевести рабочий слой на любой лист бумаги или на край кинопленки с целью последующей записи на нем информации.

**Бесконечные носители магнитной записи.** Для непрерывной записи и циклического воспроизведения используют бесконечные носители магнитной записи, получаемые путем соединения начала и конца магнитной ленты или магнитного листа. Бесконечная петля магнитной ленты (длиной до 300 *м*)

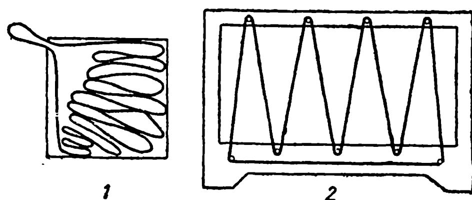



Рис. 16-15. Устройство для бесконечной петли магнитной ленты.

*1* — кассета; *2* — рама с роликами.

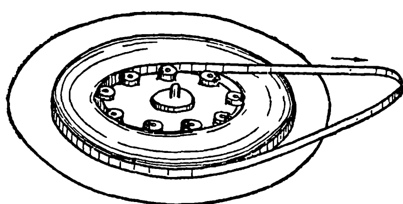


Рис. 16-16. Рулон бесконечной петли магнитной ленты.

размещается в свободном состоянии в кассете, либо на роликах, укрепленных на раме (рис. 16-15), либо наматывается в рулон (рис. 16-16). В последнем случае размотка ленты производится изнутри рулона. Чтобы избежать в таком рулоне обрыва ленты, она смазывается графитом, а намотка производится на систему свободно вращающихся роликов, расположенных по кругу. Бесконечный магнитный лист натягивается на два барабана, один из которых является ведущим. Бесконечные петли из магнитной проволоки применяют редко.

**Магнитная проволока.** Отечественная магнитная проволока марки ЭИ708А диаметром 50 *мк* имеет $H_c \approx (5 \div 8) \cdot 10^4$ *а/м* и $B_r = 0{,}25 \div 0{,}4$ *тл*. Используется она обычно при скорости 100 *мм/сек* и натяжении проволоки 0,25Н для звукозаписи и импульсной записи. При звукозаписи применяется высокочастотное подмагничивание, которое устанавливается оптимальным для сигнала 400 *гц*. Качество записи примерно то же, что и у порошковой магнитной ленты с толстым рабочим слоем, если последняя движется со скоростью в 3 раза большей, чем скорость движения проволоки.

Чтобы исключить паразитную амплитудную модуляцию из-за вращения проволоки вокруг своей оси, для записи и воспроизведения применяют специальные магнитные головки, у которых в сердечнике перпендикулярно рабочему зазору пропилена рабочая канавка или просверлено отверстие, являющееся путепроводом для магнитной проволоки. Рабочий зазор головки записи 15—20 *мк*, головки воспроизведения 10 *мк*. Основное преимущество магнитной проволоки — возможность использования в тяжелых климатических условиях, меньшие объем, вес и стоимость.

Магнитная проволока при скорости 10 *см/сек* имеет объем 0,7 *см*$^3$ и массу 5,6 *г* на 1 *ч* записи. Порошковая магнитная лента при скорости 4,76 *см/сек* имеет объем 27,5 *см*$^3$ и массу 49,5 *г* на 1 *ч* равноценной по качеству записи.

В связи с отсутствием у магнитной проволоки последействия относительный уровень копир-эффекта и относительный уровень стирания не зависят от длительности хранения сигналограммы. В то же время относительный уровень копир-эффекта увеличивается с уровнем записи, поэтому перемодуляция во время записи с этой точки зрения опасна. В качестве эталона максимального уровня записи принята измерительная магнитная проволока РТП-10-У с записью сигнала 400 *гц*. Распределение частотной коррекции между каналами записи и воспроизведения до настоящего времени не нормировано. При скорости движения проволоки 100 *мм/сек* целесообразно принять постоянную времени коррекции в канале воспроизведения равной 400 *мксек*. Чтобы избежать засорения магнитных головок, магнитную проволоку перед использованием необходимо тщательно очистить замшей от остатков волочильной массы и грязи и слегка смазать маслом [Л. 17, 18].

## 16-4. МАГНИТНАЯ ЛЕНТА

### Виды магнитных лент

Существуют металлические и порошковые магнитные ленты. *Металлические магнитные ленты* прокатываются до толщины 20—40 *мк* из металла, обладающего требуемыми ферромагнитными свойствами, или

изготавливаются путем гальванического покрытия ферромагнитным металлом (например, сплавом никель — кобальт) тонкой немагнитной ленты (например, бронзовой). Металлические магнитные ленты обладают большой прочностью и очень устойчивы к климатическим воздействиям.

Наиболее распространены *порошковые магнитные ленты*, изготавливаемые из пластмассы и ферромагнитного порошка. Если порошок равномерно распределен в пластмассе, лента называется *сплошной*.

Современные порошковые магнитные ленты состоят минимум из двух слоев — основы и рабочего слоя и называются, в отличие от сплошных лент, *многослойными*. Основа изготавливается из ацетилцеллюлозы, поливинилхлорида или высокопрочного полиэтилентерефталата (майлар, хостафан, терилен, лавсан и др.).

На готовую основу поливается магнитный лак, содержащий мелкие частицы ферромагнитного порошка. Застывая, он образует рабочий слой. Известны порошковые магнитные ленты с несколькими слоями. Например, для уменьшения износа на рабочий слой наносится тонкий (~1 *мк*) защитный слой пластмассы, а для ослабления копир-эффекта на обратную сторону основы наносится экранирующий магнитный слой, подобный рабочему.

### Свойства порошковых магнитных лент

Свойства носителей магнитной записи, и в частности магнитных лент, можно разделить на три группы: физико-механические, определяющие свойства носителя записи при механических и климатических воздействиях; магнитные, характеризующие свойства носителя записи в магнитном поле или его магнитное состояние после пребывания в магнитном поле; рабочие, характеризующие чувствительность носителя записи к полезным воздействиям при магнитной записи и искажения сигнала в процессе записи и воспроизведения.

**Физико-механические свойства.** Порошковые магнитные ленты характеризуются следующими данными:

разрывное усилие — усилие, действующее на ленту в момент, предшествующий ее разрыву;

полное относительное удлинение — отношение приращения длины испытуемого образца магнитной ленты под влиянием нормальной нагрузки, действующей в течение заданного времени, к его исходной длине;

остаточное относительное удлинение — отношение остающегося приращения длины образца магнитной ленты, измеренное через заданный промежуток времени после снятия нагрузки, действующей в течение определенного времени, к его исходной длине;

эластичность края — сопротивление магнитной ленты раздиранию от края к середине, характеризующееся углом перегиба кромки ленты до момента разрыва.

Указанные физико-механические свойства для некоторых типов порошковых магнитных лент приведены в табл. 16-1.

К физико-механическим свойствам магнитных лент относятся также:

коробление — искривленность ленты в поперечном направлении (по ширине);

сабельность — искривленность ленты в продольном направлении (по длине);

абразивность — свойство рабочего слоя ленты изнашивать поверхность тел, с

Таблица 16-1

**Физико-механические свойства магнитных лент**

| Показатель | Ацетилцеллюлоза | | | | | Полиэтилентерефталат | | | Поливинилхлорид | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | Тип 2 | Тип 6 | Scotch (США) | T-200 (Франция) | Scotch (Англия) | Scotch (США) | PE41 (ФРГ) | P300 (Франция) | L95 (ФРГ) | FSP-2004 (ФРГ) |
| Толщина общая, *мк* | 55 | 55 | 34 | 27 | 34 | 28 | 23 | 19 | 39 | 39 |
| основы, *мк* | 40 | 40 | 25 | 19 | 24 | 18 | 14 | 12 | 30 | 27 |
| Разрывное усилие (на ширину 6,25 *мм*), *н* | 32 | 29 | 19 | 13 | 26 | 31 | 28 | 20 | 27 | 34 |
| Относительное удлинение под нагрузкой 4 *н*, %: | | | | | | | | | | |
| полное удлинение через 1 *мин* после нагружения | 0,36 | 0,36 | 0,44 | 0,76 | 0,5 | 0,48 | 0,68 | 0,68 | 0,48 | 0,58 |
| остаточное удлинение через 1 *мин* после снятия нагрузки | 0,02 | 0,02 | 0,02 | 0,06 | 0,01 | 0,016 | 0,03 | 0,04 | 0,01 | 0,015 |
| Эластичность края, угловые *град* | 17 | 13 | 7 | — | 48 | 21 | 27 | — | 15 | 15 |

Примечание. Отечественная магнитная лента изготавливается двухслойной, трех типов (1, 2 и 6). Лучшей является лента типа 6. Она позволяет производить запись при меньших скоростях и с лучшим качеством. Лента типа 1 устарела и применяется только в редких случаях для звукозаписи при скорости 762 *мм/сек*. Лентам типов 1 и 2 соответствуют ленты С и СН производства ГДР. Подготовлен выпуск ленты типа 10, толщиной 27 *мк* на лавсановой основе.

которыми он соприкасается в процессе взаимного перемещения;

электризация — свойство ленты образовывать на своей поверхности при трении о детали лентопротяжного механизма электрические заряды и удерживать их в течение некоторого времени.

*Абразивные свойства магнитных лент* оцениваются по износу ребра алюминиевой (Al) пластинки лентой, огибающей ее под углом 100° и движущейся при натяжении 2,5 *н* со скоростью 19 *см/сек*. Износ почти не зависит от скорости и определяется длиной прошедшей ленты. Оценивается износ отношением глубины пропила пластинки к длине прошедшей ленты (*мм/м*) [Л. 13].

Абразивное действие ленты особенно велико при ее первом прогоне, поэтому абразивность можно уменьшить предварительной полировкой ленты. Лучше всего полировку производить широким сапфировым резцом при скорости ленты 1 *м/сек* и натяжении не более 1 *н*.

Из лент отечественного производства наименьшей абразивностью обладает лента типа 6, поверхность которой в процессе изготовления каландрируется.

Полировка и каландрирование магнитной ленты, кроме уменьшения абразивных свойств, улучшают ее частотную и волновую характеристики, уменьшают модуляционный шум и шум в паузе записи. Абразивность лент можно уменьшить, покрывая ленту смазкой, например графитом, карнаубским воском, стеаратом кальция, что приводит, однако, к некоторому ухудшению частотной и волновой характеристик.

*Электризация магнитных лент* объясняется тем, что лента является хорошим диэлектриком и при трении о приборы и детали лентопротяжного механизма, которые также изготовлены из диэлектрика (обрезиненные ролики, пластмассовые части магнитных головок и направляющих), легко электризуется. Образующиеся заряды скапливаются на металлических деталях механизма, изолированных от корпуса (например, на сердечниках головок, залитых пластмассой, окрашенных дисках под рулонами лент), и периодически вызывают электрический пробой, создающий помеху в виде щелчка в каналах записи и воспроизведения. Различные ленты электризуются по-разному в зависимости от их электрического сопротивления. Особенно сильно электризуется старая, высохшая лента. Во влажной атмосфере электризация меньше. Электризацию можно полностью прекратить, смочив ленту, но это вызывает ее коробление. Возникновение зарядов и электрических пробоев не портит непосредственно ленту и сигналограмму — помеха может проникать только через каналы записи и воспроизведения. Меры ослабления электризации — тщательное соединение с корпусом всех металлических деталей лентопротяжного механизма и борьба с пересыханием магнитных лент и сигналограмм при хранении.

**Магнитные свойства.** Магнитные ленты характеризуются коэрцитивной силой, остаточным потоком насыщения или максимальной остаточной индукцией, относительной начальной магнитной проницаемостью.

Примерные данные о некоторых типах лент приведены в табл. 16-2.

Таблица 16-2

**Магнитные свойства магнитных лент**

| Показатель | Единица измерения | Тип 1 | Тип 2 | Тип 6 | L9S (ФРГ) | Scotch-190 (США) |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Коэрцитивная сила . . . . . . . | *а/м* | 1,1 | 2,5 | 2,1 | 3 | 3 |
| Напряженность поля насыщения . | *а/м* | 23 | 20 | — | 20 | 10 |
| Остаточный поток насыщения . . | *пвб* | 3 100 | 8 800 | 6 800 | 9 200 | 6 100 |
| Относительная начальная магнитная проницаемость . . . . . . . | — | 8,6 | 3,6 | 1,8 | 4,2 | 1,6 |

**Рабочие свойства.** Эти свойства магнитной ленты определяются частично абсолютно, частично относительно — по так называемой типовой ленте (типовому носителю).

Типовым носителем записи (в частности, типовой лентой) называется специально отобранный носитель, принимаемый по своему качеству за образец, с которым при испытаниях сравниваются другие носители записи и с помощью которого проверяется работа аппаратов записи и воспроизведения, а также их некоторых узлов.

Рабочие свойства определяются в процессе записи с продольным намагничиванием на испытываемой ленте и воспроизведения различных гармонических или импульсных сигналов. В большинстве случаев ленты испытываются при гармонических сигналах и высокочастотном подмагничивании. Испытание на импульсных сигналах является дополнительным и проводится для более полной характеристики свойств ленты, если на ней предполагается вести запись импульсов [Л. 10].

Рабочие свойства магнитной ленты при гармонических испытательных сигналах сильно зависят от величины тока подмагничивания, поэтому последний всегда должен оговариваться. Принято выбирать ток подмагничивания равным оптимальному для сигнала 400 *гц* или на 20% большим. Это соответствует режиму, принятому в студийных магнитофонах. При сравнении испытываемой магнитной ленты с типовой ток под-

магничивания подбирается под каждую ленту.

Относительная чувствительность — отношение (*дб*) остаточного магнитного потока при записи сигнала 400 *гц* на испытываемой ленте к остаточному магнитному потоку при записи того же сигнала и при том же значении тока записи на типовой магнитной ленте. Уровень записи не должен превышать максимального.

Волновая характеристика — зависимость остаточного магнитного потока при записи на испытываемом носителе от длины волны записи при неизменном значении тока записи. Так как ход этой характеристики зависит в некоторой степени от головки записи, то одновременно следует иметь такую же характеристику для типовой магнитной ленты.

Относительный ход частотной характеристики — это разность (*дб*) между подъемом (или завалом) частотной характеристики записи—воспроизведения, полученной при испытуемой и типовой лентах на заданной частоте и при заданной скорости ленты.

Коэффициент 3-й гармоники — отношение амплитуды остаточного магнитного потока 3-й гармоники записанного сигнала (образовавшейся в ленте из-за нелинейности ее характеристики передачи) к амплитуде остаточного магнитного потока 1-й гармоники. Определяется он по соответствующим напряжениям на выходе усилителя воспроизведения при записи сигнала 400 *гц* с максимальным уровнем.

Относительный уровень копир-эффекта — отношение (*дб*) уровня записи наибольшего сигнала копии к уровню записи сигнала, с которого получена в результате копир-эффекта копия. Измерения производятся обычно при частоте сигнала 400 *гц* и при времени копирования 24 *ч*.

Относительный уровень модуляционного шума — отношение (*дб*) уровня шума ленты, намагниченной постоянным магнитным полем, к максимальному уровню записи. Для намагничивания через головку записи вместе с током ВЧ подмагничивания пропускают постоянный ток, равный действующему значению тока записи, соответствующего максимальному уровню записи.

Импульсная характеристика — зависимость э. д. с. воспроизводящей головки от частоты импульсов со скважностью 2, записываемых при неизменном токе записи и в отсутствие подмагничивания. Так как эта характеристика зависит от головок, она должна сравниваться с импульсной характеристикой, полученной в тех же условиях на типовой магнитной ленте.

Выпадение сигнала — кратковременный перерыв в записи или значительное уменьшение уровня записи, происшедшие из-за дефектов носителя записи (магнитной ленты). Причиной выпадения является недостаточные плотность и равномерность распределения ферромагнитных частиц в рабочем слое ленты, неровность и запыленность ее поверхности. Выпадение особенно опасно для сигналов цифровой записи, где отсутствие даже одного сигнала вызывает большую ошибку в информации. Выпадение уменьшается при улучшении контакта ленты с магнитными головками.

Рабочие свойства магнитных лент приведены в табл. 16-3.

Таблица 16-3

**Рабочие свойства магнитных лент**

| Лента | Тип 2 | Тип 6 | L9S (ФРГ) | Scotch-111 (США) | Scotch-120 (США) |
|---|---|---|---|---|---|
| Тип порошка | Сферический феррит, Co | Тонкодисперсный игольчатый, $\gamma Fe_2O_3$ | Игольчатый, $\gamma Fe_2O_3$ | | |
| Относительная чувствительность, *дб* | 0 | 5,5 | 6 | 8 | 10 |
| Относительный ход частотной характеристики на частоте 10 *кгц*, *дб* | 0 | 5 | 5 | 5 | 2 |
| Коэффициент 3-й гармоники, % | 3 | 2,5 | 2 | 2 | 2 |
| Относительный уровень копир-эффекта, *дб* | —47 | —49 | — | —53 | —49 |

## Сортамент порошковых магнитных лент

Порошковые магнитные ленты изготавливаются для звуковой и видеозаписи, перфорированные и неперфорированные, разных размеров (табл. 16-4).

Неперфорированные магнитные ленты изготавливаются разной толщины. Ленты тоньше 55 *мк* называют долгоиграющими и сверхдолгоиграющими, так как длина их в рулоне одного и того же размера больше и соответственно больше время записи. Неперфорированные ленты шириной 6,25 *мм* применяют во всех магнитофонах. Более широкие ленты используют в специальной аппаратуре для многодорожечной магнитной записи.

Перфорированные магнитные ленты изготавливаются шириной 16; 17,5; 32; 35 и 70 *мм*. Толщина их около 150 *мк*.

Таблица 16-4

**Размеры неперфорированных лент**

| Ширина, *мм* | | Толщина не более, *мк* | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| Номинал | Допустимое отклонение | | | | |
| 6,25 | ±0,05 | $18_{-2}$ | $27_{-2}$ | $37_{-3}$ | $55_{-5}$ |
| 12,7; 17,5;* 19,05; 25,4; 35**; 50,8; 70 | −0,1 | $37_{-3}$ | | $55_{-5}$ | |

* В новых разработках не применять.

** По требованию заказчика изготавливается толщиной до 150 *мк*.

Магнитные ленты для видеозаписи выпускаются порошковыми шириной 50,8 и 70 *мм*. Так как длина волны записи очень мала (~5 *мк*), к рабочим свойствам ленты предъявляются повышенные требования по чувствительности; частотной характеристике и по выпадению сигнала. Для выполнения этих требований частицы ферромагнитного порошка в рабочем слое делают очень мелкими (доли микрона), а концентрацию их повышают. Высокая скорость записи (например, 41,4 *м/сек* в четырехголовочном видеомагнитофоне) требует высокой прочности магнитных лент, используемых для видеозаписи. Прочность ленты характеризуется прочностью основы и прочностью рабочего слоя. Последняя оценивается когезией (сила внутреннего сцепления в слое) и адгезией (прочность сцепления рабочего слоя с основой). Ленты для видеозаписи должны обладать минимально возможным абразивным действием, чтобы ослабить износ магнитных головок в видеомагнитофоне. Основа лент для видеозаписи изготавливается из высокопрочного майлара или лавсана. Рабочий слой толщиной 10 *мк* содержит тонкодисперсный порошок $\gamma\,Fe_2O_3$, близкий к порошку, применяемому для магнитной ленты типа 6. Иногда для улучшения рабочих свойств ленты отливают с магнитной ориентацией частиц в поперечном направлении, т. е. в направлении видеозаписи. Наиболее известны магнитные ленты для видеозаписи VR-179 (США) и EMI (Англия) [Л. 12].

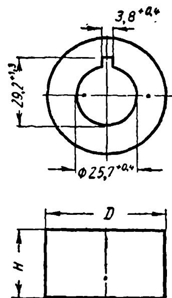



Рис. 16-17. Сердечник для намотки перфорированных магнитных лент.
$D=50{,}0_{-1,6}$ *мм* для всех лент кроме ленты шириной 70 *мм*, для которой $D=75{,}0_{-1,9}$ *мм*.

**Намотка порошковых магнитных лент.** Перфорированные ленты должны быть намотаны на сердечники, соответствующие ГОСТ 3917-57 (рис. 16-17). Высота сердечника *H* равна ширине магнитной ленты. Длина перфорированной ленты в рулоне равна $320_{-15}$ *м* при ширине до 35 *мм* включительно и $350_{-20}$ *м* при ширине 70 *мм*.

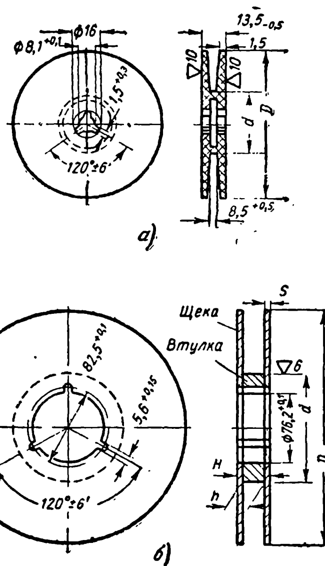



Рис. 16-18. Катушки для намотки неперфорированных магнитных лент.

*а* — катушка типа I (только для лент шириной 6,25 *мм*); *б* — катушка типа II (размеры см. в табл. 16-5 и 16-6).

Неперфорированные ленты могут быть намотаны:

1) на сердечники (ГОСТ 7705-61) типов I и II рабочим слоем наружу;

2) на катушки типа I (ГОСТ 7704-61) рабочим слоем внутрь рулона;

3) на катушки типа II (ГОСТ 7704-61) рабочим слоем наружу рулона.

Магнитные ленты шириной 6,25 *мм* могут наматываться на сердечники и катушки всех типов. Более широкие магнитные ленты наматываются на катушки типа II и сердечники типа II. Кроме двух типов, катушки различают по номерам (означающим приблизительно наружный диаметр катушки в сантиметрах) и по размерам (означающим приблизительно ширину ленты, для которой предназначена катушка). Примеры условных обозначений катушек:

катушка I-22, ГОСТ 7704-61 (катушка типа I, № 22);

катушка II-20-50, ГОСТ 7704-61 (катушка типа II, № 20, размером 50 *мм*)

Размеры и вид катушек приведены на рис. 16-18 и в табл. 16-5 и 16-6.

Катушки типа I изготавливаются из полистирола, катушки типа II — из легких металлических сплавов. Вид и размеры сердеч-

Таблица 16-5

**Размеры катушек для неперфорированной магнитной ленты**

| Номер и тип катушки | D, мм Номинал (допуск +10) | d, мм Номинал (допуск +1,0) | Вес Н | Вес Г |
|---|---|---|---|---|
| Тип I | | | | |
| 7,5 | 75 | 35 | 0,25 | 25 |
| 10 | 100 | 35 | 0,3 | 30 |
| 13 | 127 | 45 | 0,45 | 45 |
| 15 | 147 | 50 | 0,7 | 70 |
| 18 | 178 | 60 | 1 | 100 |
| 22 | 220 | 90 | 1,3 | 130 |
| Тип II | | | | |
| 20 | 203 | | | |
| 23 | 230 | | | |
| 27 | 267 | 114 | — | — |
| 32 | 318 | | | |
| 35 | 355 | | | |

Таблица 16-6

**Размеры катушек типа II в зависимости от ширины магнитой ленты**

| Обозначение размера катушки | Ширина магнитной ленты, мм | H, мм Номинал (допуск—0,1) | h, мм Номинал (допуск—0,1) | S, мм не менее |
|---|---|---|---|---|
| 6 | 6,25 | 11,6** | 8,6 | 1,3 |
| 12 | 12,7 | 18,3 | 13,2 | 2,3 |
| 17* | 17,5 | 23,1 | 18,0 | 2,3 |
| 19 | 19,05 | 24,7 | 19,6 | 2,3 |
| 25 | 25,4 | 31 | 25,9 | 2,3 |
| 35 | 35 | 40,6 | 35,5 | 2,3 |
| 50 | 50,8 | 56,4 | 51,3 | 2,3 |
| 70 | 70 | 76,6 | 70,5 | 2,8 |

* В новых разработках не применять.
** Для данного номинала установлен допуск — 0,4.

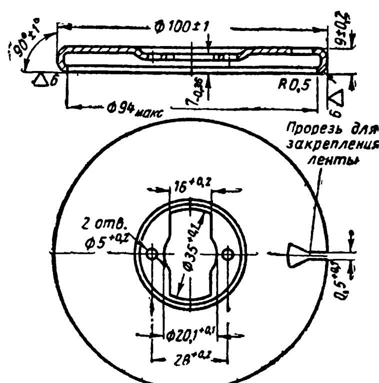



Рис. 16-19. Сердечник типа I для намотки неперфорированной порошковой магнитной ленты шириной 6,25 *мм*.

Таблица 16-7

**Размеры сердечников типа II**

| Обозначение размера | Ширина ленты, мм | Высота сердечника H, мм Номинал (допуск—0,1) |
|---|---|---|
| 6 | 6,25 | 8,6 |
| 12 | 12,7 | 13,2 |
| 17* | 17,5 | 18 |
| 19 | 19,05 | 19,6 |
| 25 | 25,4 | 25,9 |
| 35 | 35 | 35,5 |
| 50 | 50,8 | 51,3 |
| 70 | 70 | 70,5 |

* В новых разработках не применять.

ника типа I показаны на рис. 16-19, сердечника типа II — на рис. 16-20. В зависимости от ширины магнитной ленты сердечники типа II имеют размеры, указанные в табл. 16-7. Обозначение размера сердечника проставляется в его наименовании. Например: сердечник II-50 ГОСТ 7705-61 — для ленты шириной 50 *мм*.

Длина неперфорированной магнитной ленты в рулоне должна быть не менее

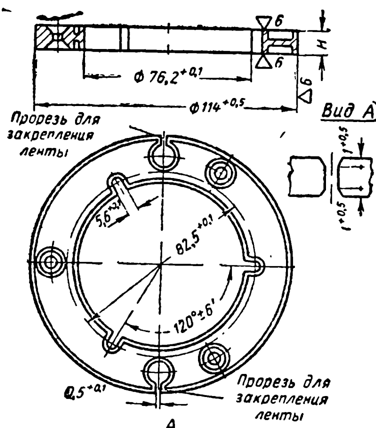



Рис. 16-20. Сердечник типа II для намотки неперфорированной порошковой магнитной ленты (размеры см. в табл. 16-7).

1 000 *м* при намотке на сердечник и не менее величин, указанных в табл. 16-8, при намотке на катушки.

Радиус рулона ленты $r$ (*см*), необходимого для записи в течение времени $t$ (*сек*) при скорости $v$ (*см/сек*), можно найти по формуле

$$r = \sqrt{r_0^2 + tv\frac{d}{\pi}},$$

где $r_0$ — начальный радиус намотки рулона, *см*;
$d$ — толщина ленты, *см*.

Таблица 16-8

**Длина магнитной ленты в рулоне при намотке на катушки**

| Тип и номер катушки | Толщина ленты, *мк* | | | |
|---|---|---|---|---|
| | 18 | 27 | 37 | 55 |
| | Длина ленты в рулоне, *м* | | | |
| Тип I | | | | |
| 7,5 | 135 | 90 | 75 | 50 |
| 10 | 20 | 180 | 150 | 100 |
| 13 | 540 | 360 | 270 | 180 |
| 15 | 750 | 500 | 375 | 250 |
| 18 | 1 050 | 700 | 525 | 350 |
| 22 | 1 500 | 1 000 | 750 | 500 |
| Тип II | | | | |
| 20 | — | — | 500 | 340 |
| 23 | — | — | 750 | 500 |
| 27 | — | — | 1 100 | 750 |
| 32 | — | — | 1 500 | 1 000 |
| 35 | — | — | 2 200 | 1 500 |

### Эксплуатация порошковой магнитной ленты

**Соединение магнитных лент**. Соединение оборвавшейся магнитной ленты, а также ее монтаж могут производиться путем склеивания, сваривания и сращивания. Для склейки концы лент надо аккуратно обрезать ножницами, один из концов смазать клеем на участке 1 *см* вдоль ленты, сложить и на некоторое время сжать обе ленты пальцами. Чтобы при воспроизведении на склейке не возникала импульсная помеха (щелчок), ножницы должны быть хорошо размагничены. Ленты шириной 6,25 *мм* рекомендуется обрезать под углом 45°, при этом на слух склейка менее заметна. Остальные ленты обрезаются под прямым углом к краю.

Состав клея: уксусная кислота (23,5 $см^3$), ацетон (63,5 $см^3$), бутилацетат (13 $см^3$).

Сваривание лент производится путем их местного нагрева с помощью тока высокой частоты. Этот способ мало распространен.

Сращивание лент производится с помощью специальных липких лент [Л. 11]. При этом узкая полоска липкой ленты накладывается на нерабочую сторону соединенных встык магнитных лент. Сращивание является единственным способом, позволяющим при звукозаписи на малой скорости сделать склейку незаметной на слух. Склеивание и сращивание магнитных лент шириной более 6,25 *мм* рекомендуется производить с помощью специальных прессов.

*Применение ракордов.* В начале и конце к магнитной сигналограмме, полученной в результате записи на порошковой магнитной ленте, приклеивается специальная цветная лента, называемая ракордной. Она изготавливается из того же материала, что и основа магнитной ленты, но делается толще и прочнее. Ракордная лента предохраняет концы сигналограммы от повреждений при пуске лентопротяжного механизма, когда неизбежно возникают толчки. Она позволяет лентопротяжному механизму достичь номинальной скорости к началу сигналограммы. На ракордной ленте (ракорде) пишут или печатают название записи. Различные цвета ракордов (белый, желтый, зеленый, красный, синий) используют иногда для обозначения начала и конца сигналограммы и для обозначения номинальной скорости ее движения.

**Хранение лент**. Порошковые магнитные ленты и сигналограммы хранятся в помещении с температурой 10—20° С и относительной влажностью 60%. Очень вредно продолжительное воздействие температуры свыше 30° С, поэтому нельзя хранить ленты и сигналограммы около отопительных приборов и держать их на солнце. От высокой температуры основа ленты высыхает, делается хрупкой и рвется. Высохшую ленту можно несколько улучшить, слегка смочив водой торцы рулона за 10—15 *мин* до использования ленты. Во избежание коробления нельзя хранить ленту в сыром помещении. Лента, намотанная на сердечник, должна иметь ровную, неребристую поверхность, иначе при хранении возможны смятия и разрывы выступающих краев. Лента, хранящаяся на катушке, должна быть также ровно и одинаково плотно намотана. Наружный конец ленты прикрепляется к рулону липкой лентой или кусочком медицинского пластыря. Ленты и сигналограммы, намотанные на сердечники и катушки, хранятся в специальных картонных коробках в вертикальном положении, на деревянных стеллажах. Рекомендуется, кроме картонных коробок, упаковывать намотанную ленту в мешки из полиэтилена. Сигналограммы надо оберегать от действия сильных магнитных полей мощных трансформаторов, электродвигателей, электродинамических микрофонов, громкоговорителей и других приборов во избежание повреждения записи и усиления помех от копир-эффекта.

## 16-5. МАГНИТНЫЕ ГОЛОВКИ

### Назначение и классификация магнитных головок

Магнитной головкой называется прибор, который, находясь в магнитной связи с носителем магнитной записи (в пределах весьма ограниченного пространства), осуществляет магнитную запись, ее воспроизведение или стирание.

По назначению магнитные головки разделяются на записывающие, воспроизводящие и стирающие.

Кроме того, существуют универсальные и комбинированные головки. Универсальные головки можно использовать для записи, воспроизведения или стирания по выбору или поочередно, а комбинированные головки — одновременно.

**Магнитные головки записи**. Известны два вида записывающих головок: обмотковые и проводниковые.

Обмотковая головка (рис. 16-21) содержит сердечник из материала с большой магнитной проницаемостью, состоящий из двух половин, между которыми образуются рабочий зазор и дополнительный зазор. На сердечник намотана обмотка, по которой протекает ток, возбуждающий в сердечнике и над зазорами магнитное поле. Носитель магнитной записи движется над сердечником головки со стороны рабочего зазора и намагничивается в соответствии с сигналами записываемой информации. Чтобы фиксировать ширину рабочего зазора и предотвратить возможность засорения, его заполняют прокладкой из немагнитного материала.

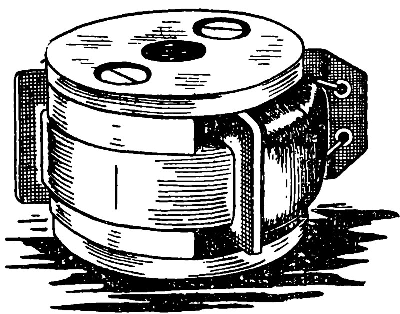


Рис. 16-21. Обмотковая магнитная головка. Общий вид.

Ширина рабочего зазора является параметром головки, от которого зависят ее рабочие свойства. Величина рабочего зазора в головках записи выбирается в пределах 5—20 *мк*.

Дополнительный зазор обычно оставляют воздушным шириной 0,1—0,5 *мм*; он предназначен для ослабления остаточной намагниченности сердечника и тем самым для линеаризации зависимости поля записи (над рабочим зазором) от тока в обмотке.

Проводниковая головка (рис. 16-22) отличается от обмотковой тем, что поле записи возбуждается в ней током, проходящим по одиночному проводнику цилиндрического или, чаще, прямоугольного сечения. Проводниковая головка не содержит ферромагнитного сердечника; проводник с током зажимается между двумя обкладками из электроизоляционного материала. Для улучшения волновой и частотной характеристик головки (см. далее) сечение проводника должно быть по возможности малым. Для уменьшения мощности, потребляемой головкой, проводник обычно делают серебряным. Для согласования проводника с усилителем применяют понижающий трансформатор, объединяемый иногда конструктивно с самой головкой [Л. 20].

**Магнитные головки воспроизведения.** Эти головки разделяются на две большие группы — индукционные и поточувствительные.

В индукционных магнитных головках полезная э. д. с. возникает в результате электромагнитной индукции, обусловленной относительным перемещением головки вдоль дорожки записи. К индукционным относятся головки обмотковые и проводниковые. Устроены они так же, как и аналогичные им по названию записывающие головки, с той разницей, что дополнительный зазор в сердечнике не предусматривается, поскольку он уменьшает полезную э. д. с. в обмотке, а остаточное намагничивание сердечника здесь ничтожно ввиду малости магнитного потока, переходящего из сигналограммы в сердечник головки.

В группу поточувствительных головок входят полупроводниковые, магнитомодуляционные и электронные магнитные головки.

Все эти головки чувствительны к величине полезного магнитного потока сигналограммы, а не к его производной, и их э. д. с. по своей величине не зависит от скорости относительного перемещения головки вдоль дорожки записи. Основным преимуществом поточувствительных головок является значительно бо́льшая, чем у индукционных головок, э. д. с., особенно на низких частотах. Поэтому поточувствительные головки целесообразно применять для воспроизведения записи медленных процессов.

В полупроводниковых головках используются различные гальваномагнитные явления, свойственные полупроводникам, заключающиеся в изменении их электрических свойств под действием магнитного поля. Наибольшее применение в магнитных головках имеет эффект Холла.

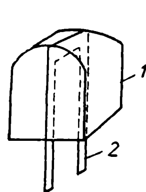



Рис. 16-22. Проводниковая магнитная головка. *1* — обкладка; *2* — проводник.

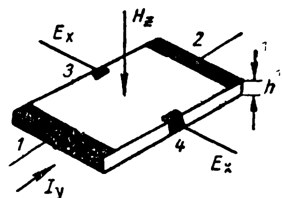



Рис. 16-23. Датчик э. д. с. Холла.

Головки, в которых используется эффект Холла, называются магнитными головками Холла. Полупроводниковая пластина из сурьмянистого индия (рис. 16-23) помещается в зазор сердечника магнитной головки так, что магнитное поле, соответствующее воспроизводимым сигналам, воздействует на нее в направлении оси *z*. Сбоку на пластине укреплены две пары контактов (электродов). Контакты *1* и *2* делают обычно по всей ширине пластины. К ним подводится управляющий ток, поэтому кон-

такты называются токовыми. Контакты *3* и *4* делают как можно более узкими (точечными), они называются холловскими. Если подвести к контактам *1* и *2* управляющий постоянный ток $I_y$, то под действием магнитного поля $H_z$ на холловских контактах возникнет э. д. с. Холла

$$E_x = 8R\frac{I_y H_z}{h}\cdot 10^{-7}\ \text{в},$$

где $R$ — постоянная Холла, *см³/к*;
$I_y$ — ток, *а*;
$H_z$ — напряженность магнитного поля, *а/м*;
$h$ — толщина полупроводниковой пластины, *см*.

которых часть сердечника находится под воздействием вспомогательного переменного поля и изменяет с частотой последнего свое магнитное сопротивление, чем модулирует основной магнитный поток, исходящий из сигналограммы [Л. 20]. Так как магнитная проницаемость сердечника зависит только от величины вспомогательного поля и не зависит от его знака, то проницаемость изменяется с удвоенной частотой тока возбуждения. С такой же частотой модулируется и основной магнитный поток. В сигнальной обмотке головки возникает модулированная э. д. с., огибающая которой передает воспроизводимые сигналы. Последние выделяются после отфильтрования 2-й гармоники и детектирования. Конструкция и размеры сердечника выбираются так, что-

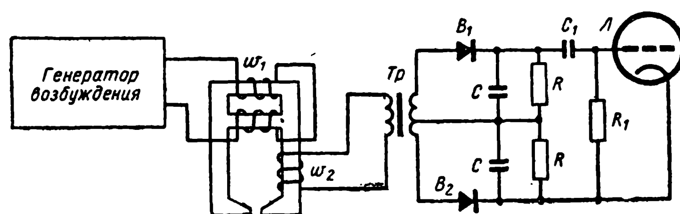



Рис. 16-24. Магнитомодуляционная головка.
$w_1$ — вспомогательная обмотка; $w_2$ — основная обмотка.

Если полупроводник помещается в рабочий зазор сердечника, то э. д. с. головки получается больше, но это сопряжено с трудностями изготовления очень тонкой полупроводниковой пластины. Более простой конструкцией является магнитная головка Холла с пластиной в дополнительном зазоре. При управляющем токе 0,3 *а* и эффективном значении удельного остаточного магнитного потока ленты 256 *нвб/м* э. д. с. головки равна 0,1—0,2 *в* и почти не зависит от ширины дорожки записи, с которой воспроизводится сигнал. Головки Холла наиболее целесообразно применять при воспроизведении магнитной записи с узких дорожек, например, в узкопленочном кинофильме. Внутреннее сопротивление магнитной головки Холла невелико и чисто активное. Сложность изготовления и высокая стоимость полупроводниковой пластины ограничивают пока применение магнитной головки Холла измерительными целями [Л. 19].

В магнитомодуляционных головках, магнитный поток в сердечнике головки периодически искусственно изменяется (модулируется) с частотой, в 5—6 раз превышающей частоту воспроизводимых сигналов. В старых конструкциях для этой цели применяли различные механические устройства, которые изменяли магнитное сопротивление рабочего или дополнительного зазора. В настоящее время они почти вытеснены более совершенными конструкциями головок, у которых часть сердечника

бы вспомогательный магнитный поток почти не заходил в рабочий зазор головки, с тем чтобы не испортить воспроизводимую запись. Для хорошей работы магнитомодуляционную головку, подобную рассмотренной, необходимо питать строго синусоидальным током возбуждения. Однако более удобна магнитомодуляционная головка с импульсным выходом (рис. 16-24). Отличие ее заключается в том, что ток возбуждения, форма которого уже не имеет большого значения, периодически доводит часть сердечника до насыщения, отчего э. д. с. в сигнальной обмотке приобретает форму знакопеременных импульсов. Преобладание импульсов того или иного знака зависит от знака и величины основного магнитного потока, т. е. от воспроизводимого сигнала. Недостатком является большая мощность тока возбуждения.

Магнитомодуляционные головки всех видов могут развивать очень большую э. д. с. (до 1 *в* при ширине дорожки записи 6,25 *мм*) [Л. 20].

Электронная магнитная головка. Действие ее основано на отклонении электронного луча в магнитном поле. Конструктивно она как бы соединяет в себе миниатюрную электроннолучевую трубку (ЭЛТ) и сердечник обмотковой магнитной головки (рис. 16-25). Передняя суженная часть ЭЛТ помещена в дополнительном зазоре сердечника, так что на нее действует магнитное поле, пропорциональное магнит-

ному потоку, выходящему из сигналограммы.

Электроны, эмиттированные катодом *К*, пройдя через отверстие в электроде $A_1$ и ускоренные электродом $A_2$, пролетают между электродами $A_3$ и $A_4$, направляясь в переднюю суженную часть ЭЛТ. Здесь электроны замедляют свое движение и, наконец, поворачивают обратно, так как потенциал этой области ЭЛТ близок к нулю. Возвращающиеся электроны притягиваются к электродам $A_3$ и $A_4$. Скорость их мала, и

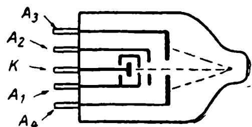



Рис. 16-25. Электронная магнитная головка.

поэтому действие на них магнитного поля относительно велико. В зависимости от направления и силы магнитного поля изменяется соотношение между количеством электронов, попадающих на электроды $A_3$ и $A_4$, и, следовательно, токи в этих цепях. Современные электронные головки достаточно портативны (наибольший диаметр $\sim$ 25 *мм*), развивают максимальное напряжение на нагрузке $10^6$ *ом*, равное $\sim$ 1 *в* при напряжении питания 100—160 *в* [Л. 21]. Электронные головки чувствительны к внешним магнитным полям, в частности к магнитному полю земли. Поэтому они должны быть хорошо заэкранированы. Недостатками электронных головок являются сложность и высокая стоимость.

**Магнитные головки стирания**. В большинстве случаев это обмотковые головки, реже — проводниковые и гребенчатые. Обмотковые и проводниковые головки стирания схожи по конструкции с записывающими и воспроизводящими головками того же названия.

Если головки предназначены для стирания размагничиванием, то стремятся достичь плавного спада напряженности поля, действующего на движущийся носитель записи, для чего ширину рабочего зазора выбирают относительно большой (от 100 до 300 *мк*). Дополнительный зазор в сердечнике стирающей головки не делают.

Магнитная обмотковая головка для стирания намагничиванием имеет один рабочий зазор шириной $\sim$ 100 *мк*.

Проводниковые головки принципиально могут быть использованы для стирания, но при этом через них надо пропускать ток большой силы.

*Гребенчатая головка* (рис. 16-26) состоит из постоянного магнита и полюсных наконечников, имеющих форму гребенки. Выступы одной гребенки заходят в пазы другой. Магнитное поле над воздушными зазорами между гребенками имеет чередующееся направление. Носитель записи, попадая в это поле, намагничивается то в одну, то в другую сторону. Так как расстояние от носителя записи до поверхности гребенок постепенно увеличивается, размах перемагничиваний ослабевает и носитель размагничивается. Однако размагничивание получается менее совершенным, чем при обычной обмотковой или проводниковой магнитной головке, поэтому гребенчатая головка используется лишь в некоторых диктофонах и миниатюрных магнитофонах, рассчитанных на запись речи, при невысоких требованиях к качеству стирания и записи. При воспроизведении и перемотках носитель записи надо отводить от гребенчатой головки во избежание ошибочного стирания записи.

**Универсальные магнитные головки**. По своему устройству это могут быть или обмотковые или проводниковые головки, так как головки Холла, электронные и магнитомодуляционные являются только воспроизводящими и не могут быть универсальными.

Конструкция универсальных обмотковых головок выбирается исходя из компромиссного удовлетворения требований к головкам различного назначения. Так, например, в универсальной головке (для записи и воспроизведения) выбирают дополнительный зазор 0,1 *мм*, т. е. несколько меньше, чем в записывающей, чтобы не сильно уменьшить чувствительность головки при воспроизведении. Рабочий зазор выбирают, как для воспроизводящей головки, так как влияние его ширины на частотную характеристику больше при воспроизведении. Число витков обмотки зависит от усилителя, к которому подключается головка. Часто в универсальных головках делают обмотку с отводом — меньшая часть обмотки

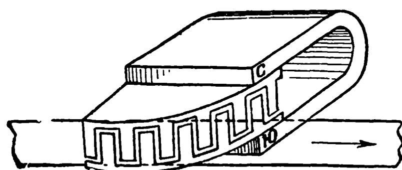



Рис. 16-26. Гребенчатая стирающая головка.

используется для записи, вся обмотка — для воспроизведения.

**Комбинированные магнитные головки.** Для осуществления одновременно двух или трех функций магнитная головка должна иметь такое же количество раздельных рабочих зазоров, магнитопроводов и обмоток (или проводников).

Комбинированные магнитные головки представляют собой или конструктивное объединение в общем корпусе отдельных ничем более не связанных между собой головок, или более тесное их объединение, при котором часть магнитопровода является об-

щей для двух головок. Однако во втором случае труднее ослабить проникание сигналов из одной головки в другую, поэтому первая конструкция более предпочтительна, если не требуется максимально сблизить головки.

### Конструкция и изготовление магнитных головок для записи на ленту с продольным намагничиванием

**Основные типы конструкций.** В зависимости от способов крепления и устройства сердечников различают три основных типа конструкции головок:

1. Сердечник головки закреплен между двумя немагнитными щеками (рис. 16-27).

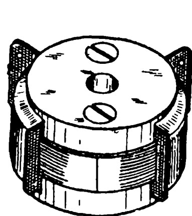
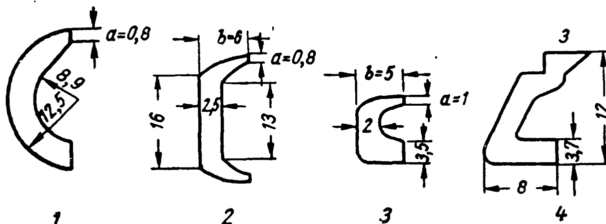


Рис. 16-27. Одна из конструкций магнитных головок.




Рис, 16-30. Различные формы пластин для сердечников магнитных головок.

Торцы обеих половин сердечника тщательно шлифуются, на сердечник надеваются катушки (или непосредственно наматывается обмотка), между торцами кладется прокладка рабочего зазора нужной ширины, после чего сердечник закладывается между щеками и стягивается винтами. После сборки рабочая поверхность головки шлифуется.

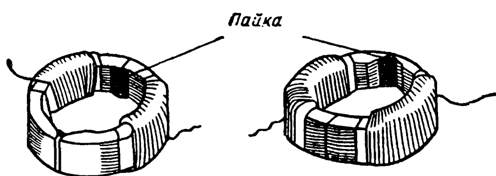



Рис. 16-28. Спайка сердечника магнитной головки.

Такая конструкция головки очень проста, но не гарантирует неизменяемость взаимного положения половин сердечника и формы рабочего зазора со временем и под влиянием различных климатических воздействий. Для повышения надежности обе половины сердечника вместе с бронзовой прокладкой рабочего зазора иногда спаивают оловянно-свинцовым припоем [Л. 23] или склеивают эпоксидной пастой, содержащей 72% смолы ЭД-6, 14% полиэтилен-полиамина и 14% зубного порошка. Пасту наносят на поверхность сердечника в местах соединения его




Рис. 16-29. Магнитная головка с металлическим корпусом.

*1* — в разобранном виде; *2* — в сборе.

половин, так чтобы образовались два наплыва (рис. 16-28). На время склейки и сушки сердечник в сборе сжимают в приспособлении. Сушка длится 4—5 *ч* при температуре 120° С. После этого сердечник можно закреплять между двумя немагнитными щеками или заливать в кожухе эпоксидным компаундом.

2. Обе половины сердечника головки с обмотками устанавливаются на клею в пазах двух половин металлического корпуса (рис. 16-29). Материал корпуса — латунь ЛС-59-1. После тщательной шлифовки плоскостей обеих половин корпусов они стягиваются винтами. Предварительно в рабочий и дополнительный зазоры устанавливают прокладки нужной ширины. После сборки рабочая поверхность головки шлифуется. Такая конструкция сложнее первой, но намного надежнее.

3. Сердечник головки собирают из нескольких пластин материала 79НМ, которые припаивают к латунным щекам. При сборке между щеками устанавливают немагнитные прокладки рабочего зазора и щеки стягиваются винтом. Пластины одной половины головки заходят между пластинами другой половины, образуя замкнутый магнитопровод, на который надета катушка. Подобные упрощенные конструкции магнитных головок рассчитаны на массовое производство и отличаются технологичностью и дешевизной. Применяются они в магнитофонах широкого применения.

**Металлические сердечники магнитных головок.** Такие сердечники состоят из отдельных пластин весьма разнообразной формы

(рис. 16-30). Форма пластин выбирается из следующих соображений:

1. Длина средней линии пластины должна быть возможно меньше, чтобы снизить магнитное сопротивление сердечника, повысить чувствительность головки и уменьшить объем сердечника. Это позволяет сократить потери энергии и повысить помехоустойчивость головки. Уменьшение пластины ограничивается лишь необходимостью разместить на сердечнике обмотку.

2. Размер *a* пластины в месте образования рабочего зазора выбирается компромиссно: с точки зрения чувствительности головки он должен быть возможно меньше, однако не настолько, чтобы в этом месте наступало насыщение материала пластины; с точки зрения срока службы головки, определяемого износом сердечника, этот размер желательно иметь больше. Обычно $a=0,5 \div 1$ *мм*. После сборки и шлифовки сердечника и головки в целом этот размер уменьшается до 0,25—0,5 *мм*. Для бесконтактной записи и воспроизведения допускается $a=0,05 \div 0,1$ *мм*.

3. Если размер *b* пластины не превышает наибольшую длину волны записи, то это приводит к волнистости частотной характеристики воспроизведения на низких частотах.

Пластина *1* наиболее проста в изготовлении и хороша для больших длин волн записи; пластина *2* позволяет сделать головку с большей чувствительностью и помехоустойчивостью и уменьшает расход материала. Ее недостаток — обмотка не может заранее заготавливаться и должна наноситься непосредственно на сердечник.

Пластина *3* еще более эффективна, допускает предварительную заготовку обмотки, но в виде лишь одной катушки, что несколько снижает помехоустойчивость.

Пластина *4* используется для сборки наиболее простых головок (например, в магнитофоне «Яуза-2»). Рабочий зазор образуется между боковыми поверхностями двух таких пластин. Недостаток — волнистость частотной характеристики на низких частотах и сравнительно небольшая чувствительность головки.

В качестве материала для пластин наиболее широко применяются железо-никелевые сплавы 38НС, 50НХС, 80НХС, 79НМ и сплав Ю-16 (алфенол). Данные их приведены в табл. 16-9. Для того чтобы уменьшить потери на вихревые токи, сердечник набирают из возможно более тонких пластин. Однако чем тоньше пластины, тем меньше коэффициент заполнения сердечника (отношение поперечного сечения магнитного материала в сердечнике к общему поперечному сечению), так как все большую площадь начинает занимать клей, соединяющий пластины. График коэффициента заполнения приведен на рис. 16-31. Кроме того, очень тонкие пластины трудно штамповать, собирать вместе и склеивать. Поэтому пластины тоньше 50 *мк* не используют. Для магнитных головок записи и воспроизведения, работающих в диапазоне звуковых частот, наиболее употребительны пластины толщиной 0,2 *мм*. Пластины должны быть отштампованы без малейших заусенцев и отожжены в безокислительной среде при термическом режиме, указанном в сертификате на данный магнитный материал.

Таблица 16-9

**Магнитные свойства материалов, применяемых в сердечниках магнитных головок**

| Свойства | Марка сплава | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | 80НХС | 79НМ | 50НХС | 38НС | Ю-16 |
| Относительная проницаемость $\mu_0$ | 22 000 | 18 000 | 2 500 | 3 000 | 3 200 |
| Коэрцитивная сила: | | | | | |
| *а/м* | 2,4 | 3,2 | 12 | 12 | 4,8 |
| *э* | 0,03 | 0,04 | 0,15 | 0,15 | 0,06 |
| Индукция насыщения: | | | | | |
| *тл* | 0,7 | 0,75 | 1 | 0,95 | — |
| *гс* | 7 000 | 7 500 | 10 000 | 9 500 | — |
| Удельное электрическое сопротивление, *ом·мм²/м* | 0,63 | 0,55 | 0,9 | 0,9 | 1,5 |
| Относительная износоустойчивость | 1 | 1 | 1 | 1 | 5—10 |
| Уменьшение $\mu_0$ из-за механической деформации и обработки, % | 63 | 63 | 27 | 27 | 9 |

Примечания:

1. Материалы 80НХС, 79НМ применяются в звуковом диапазоне для головок записи и воспроизведения.
2. Материалы 50НХС, 38НС применяются на более высоких частотах и в головках стирания.
3. Ю-16 применяется в импульсной записи, трудно обрабатывается.

Отожженные пластины намазываются клеем БФ-4, собираются в пакет и помещаются в зажимное приспособление, где содержатся в течение 30 *мин* при температуре 150° С. После этого сердечники вынимаются и проходят старение при комнатной температуре в течение 5—6 дней.

Более прочным соединение пластин получается при использовании клея, приготовленного на основе эпоксидной смолы. Со-

став клея: 16,5% смолы ЭД-6, 1,1% отвердителя (полиэтилен-полиамина), 0,8% изооктилового спирта и 81,6% ацетона [Л. 22].

Пакет пластин скрепляется тонкой проволокой и на 10—15 *мин* погружается наполовину в эпоксидный клей. За это время клей проникает во все щели между пласти-

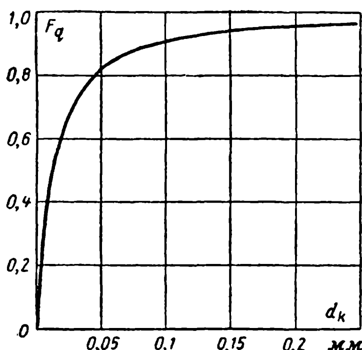



Рис. 16-31. Зависимость коэффициента заполнения от толщины пластины сердечника.

нами, и, таким образом, отпадает трудоемкий процесс намазки. Сушка пакета в зажимном приспособлении производится в течение 1,5—2 *ч* при температуре, постепенно повышающейся от 20 до 120° С.

**Ферритовые сердечники магнитных головок.** Кроме сердечников набранных из металлических пластин, в магнитных головках применяют сердечники, прессованные из феррита. Марка феррита выбирается в зависимости от типа головки и режима ее работы. Для воспроизводящей и записывающей головок желательна большая начальная проницаемость, для записывающей и особенно стирающей, кроме того, необходима достаточная индукция насыщения. Благодаря большому удельному электрическому сопротивлению ферритовых сердечников ($\sim 10^7$ *ом · мм²/м*) потери энергии в них из-за вихревых токов малы, и их целесообразно применять для магнитных головок, работающих на высоких частотах, и особенно для стирающих головок, у которых потери энергии при металлических сердечниках весьма велики.

Вследствие большой твердости ферритовые сердечники очень мало изнашиваются, однако под действием магнитной ленты края сердечника около рабочего зазора быстро выкрашиваются, что приводит к значительному ухудшению частотной характеристики записи и воспроизведения. Это обстоятельство ограничивает пока использование в магнитных головках ферритовых сердечников. Их применяют в основном в головках стирания, где форма рабочего зазора не имеет столь решающего значения, как в головках для записи и воспроизведения. Применение ферритовой стирающей головки позволяет в несколько раз уменьшить мощность генератора высокой частоты в аппарате записи; кроме того, по сроку службы такая головка практически вечна.

Для записи и воспроизведения очень высоких частот (например, видеочастот) применяют ферритовые сердечники, у которых на рабочую поверхность (т. е. поверхность, соприкасающуюся с магнитной лентой) и торцы, образующие рабочий зазор, наклеивают тонкие полюсные наконечники из алфенола (сплав Ю-16). Так как основная часть такого комбинированного сердечника изготовлена из феррита, потери энергии в нем меньше, чем в сплошь металлическом, что улучшает частотную характеристику записи и воспроизведения. В то же время наличие металлических образующих у рабочего зазора позволяет получать хорошую форму зазора. Сплав Ю-16 во много раз износоустойчивее железо-никелевых сплавов (см. табл. 16-9), что позволяет использовать комбинированные сердечники при высоких скоростях записи и воспроизведения. Чтобы потери в алфеноловых наконечниках не были велики, толщина и объем их должны быть минимальны. На рис. 16-32 приведен эскиз комбинированного сердечника для магнитной головки видеомагнитофона.

**Сердечники со сменными полюсными наконечниками.** В процессе эксплуатации магнитной головки износу подвергается только небольшая часть сердечника со стороны его рабочей поверхности. Поэтому

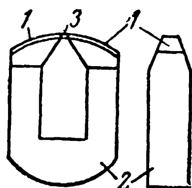



Рис. 16-32. Комбинированный сердечник магнитной головки.

*1* — полюсные наконечники из магнитного сплава; *2* — ферритовый сердечник; *3* — рабочий зазор.

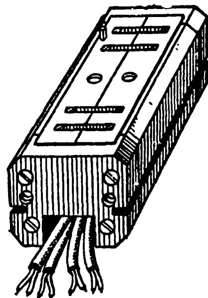
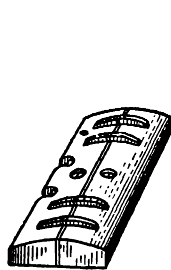
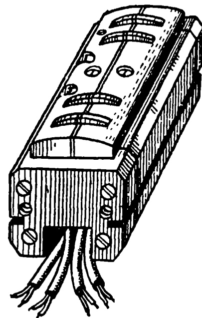




Рис. 16-33. Многодорожечный блок магнитных головок со сменными полюсами.

иногда из соображений экономии эта часть сердечника делается сменной. Особенно целесообразна такая конструкция сердечника у сложных дорогих многодорожечных блоков головок.

На рис. 16-33 показан эскиз многодорожечного блока воспроизводящих магнитных головок со сменными полюсными наконечниками, используемого в звуковых кинопроекторах, рассчитанных для демонстрации широкоэкранных и широкоформатных кинофильмов.

**Рабочий зазор и рабочая поверхность магнитных головок.** Для всех магнитных головок (кроме стирающей) требуется строгая параллельность торцов сердечника, образующих рабочий зазор. Кроме того, очень важно, чтобы зазор не затягивался заусенцами из сердечника.

Важно также, чтобы торцы имели острые, незакругленные края. Контроль качества рабочего зазора осуществляется осмотром его по всей длине через микроскоп с увеличением в 400—600 раз.

Прокладка в рабочем зазоре изготавливалась почти исключительно из фосфористой или бериллиевой бронзы (например, марки БрБ2), которая имеет прочность, близкую к прочности сердечника из железоникелевого сплава. В результате этого износ сердечника и прокладки происходит почти равномерно, что важно для нормальной работы головки. Однако из-за возникающих в металлической прокладке вихревых токов частотные характеристики головок записи и воспроизведения ухудшаются, а мощность, потребляемая головками записи и стирания, возрастает. Кроме того, в головках с металлическим корпусом металлическая прокладка может образовывать совместно с корпусом короткозамкнутый виток вокруг сердечника. Поэтому в последнее время все чаще применяют прокладки из слюды, стекла или глазури.

Рабочей поверхностью магнитной головки является часть поверхности ее сердечника, которая соприкасается с носителем магнитной записи или магнитной сигналограммой.

Рабочая поверхность разделяется рабочим зазором головки на две примерно равные части. Ни одна из этих частей не должна возвышаться над другой. Рабочая поверхность должна быть ровной, без видимых рисок и забоин. Важное значение имеет радиус закругления рабочей поверхности $\rho$, который вследствие механической обработки несколько превышает радиус закругления пластины сердечника до обработки. Это превышение не должно быть значительным, так как ухудшается контакт головки с магнитной лентой из-за уменьшения давления $p$:

$$p = \frac{P}{\rho b},$$

где $P$ — натяжение ленты около головки;
$b$ — ширина зоны соприкосновения магнитной ленты с магнитной головкой, т. е. размер этой зоны в направлении, перпендикулярном направлению движения ленты.

С учетом трения ленты о рабочую поверхность головки

$$p = \frac{P}{\rho b} e^{\mu \alpha_0},$$

где $P$ — натяжение ленты до головки (считая по направлению ее движения);
$\mu$ — коэффициент трения ленты о головку ($\sim 0,3$);
$\alpha_0$ — угол огибания головки лентой в радианах (углом огибания называют угол между направлениями движения ленты в крайних точках касания ее с магнитной головкой).

Поправка на трение не превышает обычно 10%. Средняя норма для контакного давления ленты на головку равна 8 000 *н/м*² (80 *Г/см*²).

**Экраны магнитных головок.** Для защиты от действия окружающих электромагнитных полей (при воспроизведении) и уменьшения мешающего действия на окружающие приборы (при записи и стирании) головки окружают экраном из магнитномягкого материала (например, 79НМ). Иногда такой экран одновременно является кожухом головки, в котором она заливается пластмассой. Для экранировки воспроизводящих головок однослойный экран обычно оказывается недостаточен и применяют двух- и даже трехслойные экраны с прокладками между ними из картона или меди. Для зарядки магнитной ленты в экране устраивают прорезь, делают откидную крышку или с одной стороны оставляют головку открытой, но защищенной выступами экрана (рис. 16-34).

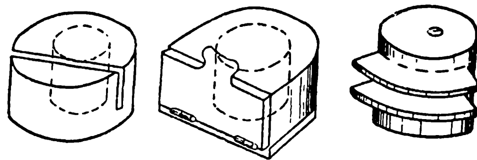


Рис. 16-34. Экраны для магнитных головок.

Если каждый из экранов состоит из отдельных частей (например имеет форму цилиндра с крышкой и дном), то соединения между ними должны быть как можно более плотными, а переходное магнитное сопротивление в месте контакта — минимальным.

*Установка магнитных головок.* Каждая магнитная головка должна крепиться в аппаратуре так, чтобы ее положение можно было первоначально регулировать по высоте, наклону рабочего зазора и положению рабочего зазора в пределах угла огибания головки лентой. Регулировка по высоте производится подбором толщины металлической шайбы, подкладываемой между голов-

кой и установочной площадкой. Регулировка угла наклона рабочего зазора производится с помощью регулировочного винта, изменяющего наклон площадки по отношению к плате аппарата и к движущейся ленте (рис. 16-35).

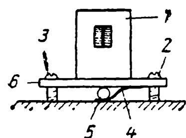



Рис. 16-35. Площадка для установки магнитной головки.

*1* — магнитная головка; *2* — контрящий винт; *3* — регулировочный винт; *4*—плоская пружина; *5* — стальной шарик; *6*—установочная площадка.

Провода, подходящие к воспроизводящей или универсальной головке, должны быть тщательно экранированы от магнитных и электрических полей. Для этого два подводящих провода (например, типа МГШД) перевивают между собой с шагом скрутки 3—5 *мм*, на свитые провода надевают мягкую изоляционную трубку и поверх ее — металлический чулок, который соединяется с корпусом аппарата [Л. 25].

## Конструкции магнитных головок другого назначения

**Магнитные головки для записи с поперечным и перпендикулярным намагничиванием.** Магнитные головки для поперечного намагничивания ленты и воспроизведения получаемой записи имеют схожую конструкцию с рассмотренными выше головками для записи с продольным намагничиванием. Отличие состоит в том, что устанавливаются они так, что рабочий зазор параллелен направлению записи (рис. 16-36). Поэтому

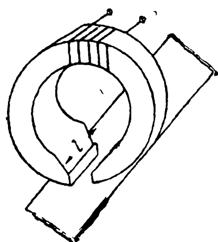



Рис. 16-36 Магнитная головка для записи с поперечным намагничиванием.

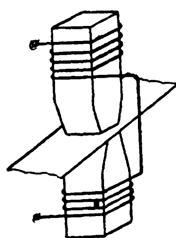


Рис. 16-37. Магнитная головка для записи с перпендикулярным намагничиванием.

шириной рабочего зазора в данном случае необходимо считать не расстояние между торцами сердечника в направлении магнитного потока, а размер $l$ торца сердечника в месте образования рабочего зазора, в направлении записи. Так как этот размер трудно сделать малым, запись с поперечным намагничиванием имеет частотную характеристику, намного худшую, чем запись с продольным намагничиванием и применяется поэтому для записи и воспроизведения низкочастотных вспомогательных сигналов, например сигналов пилот-тона при синхронной звукозаписи (см. § 16-7).

Магнитная головка для записи с перпендикулярным намагничиванием (рис. 16-37) содержит замкнутый или разомкнутый сердечник, между торцами которого проходит носитель записи. Частотная характеристика записи еще хуже, чем при поперечном намагничивании. Поэтому применяется такая запись очень редко — для импульсов низкой частоты.

**Магнитные головки для записи на диск.** Так как дорожка записи на магнитном диске расположена по дну отпрессованной в нем спиральной канавки, магнитная головка должна иметь заостренные полюсные наконечники, чтобы войти в контакт с носителем записи. Эти наконечники довольно быстро изнашиваются, поэтому их делают сменными. Эскиз конструкции подобной магнитной головки показан на рис. 16-38. Обычно головки для магнитных дисков делают универсальными, а для стирания записи диски размагничивают переменным полем с частотой сети.

**Магнитные головки для записи на проволоку.** Магнитная запись на проволоку производится главным образом с продольным намагничиванием. Отличительной особенностью головок для такой записи и ее воспроизведения является наличие рабочей канавки в сердечнике, являющейся путепроводом для проволоки. Глубина рабочей канавки несколько превышает диаметр проволоки, по мере износа головки она увеличивается. Сердечник головки делают из одной пластины металлического магнитомягкого материала или из феррита.

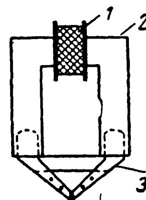



Рис. 16-38. Магнитная головка для записи на магнитный диск. *1* — катушка; *2*—сердечник; *3* — сменные полюсные наконечники.

**Магнитные головки для записи на барабан.** Запись и воспроизведение производятся на магнитном барабане бесконтактно, поэтому магнитные головки не изнашиваются. Наличие зазора между головками и носителем записи сильно ухудшает частотную характеристику. Некоторое улучшение дает заострение полюсов у магнитной головки.

## Блоки магнитных головок

Для многодорожечных звуко-, видео- и специальных записей целесообразно применять конструкцию из нескольких головок (в зависимости от количества дорожек), расположенных в определенном порядке, называемую блоком магнитных головок.

Блок магнитных головок может быть *неподвижным* и *вращающимся*.

Вращающиеся блоки магнитных головок используются для строчной видеозаписи, строчной звукозаписи на магнитный лист в диктофонах и для специальных преобразований сигналов — путем транспонирования (см. § 16-3 и 16-7).

Одна из наиболее распространенных конструкций неподвижных многодорожечных блоков головок показана на рис. 16-39. Латунный корпус блока состоит из двух симметричных половин, в пазы блока запрессовываются сердечники с обмотками, после чего блок собирается и шлифуется его рабочая поверхность.

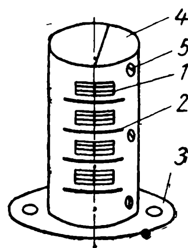



Рис. 16-39. Многодорожечный блок магнитных головок.

*1* — сердечники головок; *2* — экраны между головками; *3*—площадка для крепления блока; *4* — корпус блока; *5* — стяжные винты.

К блоку головок предъявляются следующие жесткие требования: сердечники отдельных головок должны быть расположены на заданных расстояниях друг от друга; рабочие зазоры всех головок должны располагаться вдоль одной прямой с минимальным сдвигом друг относительно друга в направлении движения ленты, а их углы наклона не должны значительно различаться между собой.

При многодорожечной записи и воспроизведении сталкиваются с нежелательным прохождением сигналов из одного канала передачи информации в другой. Это явление называется п р о н и к а н и е м, а его мерой является п е р е х о д н о е  з а т у х а н и е, выражающее в децибелах ослабление сигнала при его переходе из одного канала в другой. При длинных волнах записи, когда поле рассеяния магнитной сигналограммы распространяется сравнительно далеко, оно является главной причиной проникания. Величина переходного затухания зависит от отношения $\lambda/a$, где $\lambda$ — длина волны записи, $a$ — расстояние между соседними краями дорожек записи. При $\lambda/a=1$ переходное затухание равно примерно 30 *дб*, с увеличением $\lambda/a$ переходное затухание резко падает. Данное проникание не может быть ослаблено экранировкой, и с ним необходимо считаться при конструировании аппаратуры.

Другая причина проникания — индуктивные и емкостные связи между отдельными головками многодорожечного блока. Эти связи могут быть существенно ослаблены экранами из магнитномягкого материала, располагаемыми в блоке. Желательно, чтобы экраны разделяли соседние головки в пределах всего блока, в крайнем случае можно применять частичные экраны в районах рабочего и дополнительного зазоров, где поля рассеяния особенно велики. При расстоянии между краями дорожек записи примерно 2—2,5 *мм* сравнительно нетрудно получить переходное затухание в многодорожечном блоке около 50 *дб*.

Для ряда применений магнитной записи бывает необходимо достичь максимального числа дорожек записи, по возможности сокращая их ширину и сближая между собой. Однако чем уже дорожка записи, тем меньше э. д. с. головки воспроизведения и относительно сильнее становится шум усилителя. Кроме того, чем ближе дорожки записи, тем меньше переходное затухание. Поэтому увеличение плотности дорожек записи возможно лишь при снижении требований к величине отношения сигнал/помеха в каждом канале. Предел возможного увеличения плотности определяется тем, что при очень узких дорожках начинается сильное выпадение сигнала (см. § 16-4), а при очень близком расположении дорожек резко возрастает проникание из-за неизбежных перемещений ленты в направляющих вверх и вниз, так как ширина ленты непостоянна. Для звукозаписи среднего качества достижима плотность 0,5 дорожки на 1 *мм*, для звукозаписи речи, причем пониженного качества, 1 дорожка и для импульсной записи до 2 дорожек на 1 *мм*.

## Характеристики магнитных головок

**Электрические характеристики.** Для внешней цепи магнитная головка представляет собой источник (головка воспроизведения) или потребитель (головка стирания и записи) энергии, обладающий комплексным сопротивлением электрическому току. Оно определяется активным сопротивлением обмотки (или проводника), индуктивным и емкостным сопротивлениями, а также потерями энергии на перемагничивание и вихревые токи в сердечнике и арматуре головки.

Эквивалентная электрическая схема магнитной головки изображена на рис. 16-40. Параллельно емкости обмотки головки $C_0$ подключена емкость соединительных проводов и схемы. $Z$ головки зависит от частоты. На резонансной частоте $Z$ головки сильно возрастает, напряжение на обмотке головки воспроизведения становится намного больше ее э. д. с., а намагничивающий ток головки записи — намного больше тока через ее обмотку.

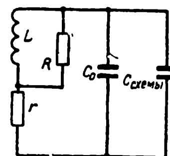



Рис. 16-40. Эквивалентная электрическая схема магнитной головки.

Резонансные явления в обмотке должны учитываться при конструировании аппаратуры и при измерениях. В большинстве случаев эти явления нежелательны, и только иногда резонанс воспроизводящей головки используют для увеличения ее выходного напряжения на высоких частотах.

У проводниковых головок резонансных явлений не возникает. Их сопротивление

активно и практически неизменно в очень широком диапазоне частот.

Выбор числа витков обмотки и отсюда выбор $Z$ зависит от назначения головки и схемы, в которой она будет использоваться. Условно обмотковые головки записи, воспроизведения и стирания разделяются на *низкоомные* (с индуктивностью до 0,1 *гн*) и *высокоомные* (с индуктивностью более 0,5 *гн*).

Головки стирания и записи делают обычно низкоомными, а головки воспроизведения — и низкоомными и высокоомными. Низкоомные головки используют, когда необходимо удалять головку от усилителя на расстояние более 20—30 *см*. Их включают через повышающий трансформатор. Высокоомные головки используются во всей массовой аппаратуре широкого применения. Универсальные головки для записи и воспроизведения чаще всего также делают высокоомными.

Важной электрической характеристикой любой магнитной головки являются потери энергии в ее сердечнике и арматуре. Их удобно характеризовать параллельным сопротивлением потерь ($R$ на рис. 16-40). Сопротивление потерь головки можно измерить, пользуясь схемой, изображенной на

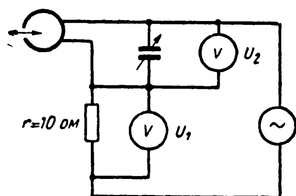



Рис. 16-41. Схема измерения параллельного сопротивления потерь магнитной головки.

рис. 16-41. Конденсатором переменной емкости настраивают головку в резонанс по минимуму тока через контур (напряжение $U_1$), после чего измеряют напряжение на головке $U_2$ и вычисляют резонансное сопротивление

$$R=\frac{U_2}{U_1}r,$$

которое равно искомому параллельному сопротивлению потерь. Потери энергии в головке зависят от частоты и напряжения на обмотке, поэтому измерения надо проводить в режиме, соответствующем условиям работы головки. Потери энергии подсчитываются путем деления действующего переменного напряжения на головке в квадрате на сопротивление потерь.

К электрическим характеристикам относится также сопротивление изоляции обмотки головки относительно корпуса, которое обычно должно быть не менее 500 *Мом* при испытательном напряжении ~ 500 *в*.

### Характеристики воспроизводящих головок

**Чувствительность индукционной головки.** Чувствительностью называется э. д. с., развиваемая головкой при воспроизведении записи определенного уровня. Для того чтобы исключить влияние различного рода потерь, определяемых другими характеристиками головки, чувствительность измеряют на частоте не выше 1 000 *гц* и при таких длинах волн записи, когда волновые потери в головке незначительны. Часто чувствительность определяют при проигрывании измерительной ленты (см. § 16-7) с записью максимального уровня. Низкоомные головки, предназначенные для воспроизведения записи с продольным намагничиванием на порошковых магнитных лентах, развивают при этих условиях ($\Phi=1\,600$ *пвб*, $f=400$ *гц*) э. д. с., равную 1,5—2 *мв*, а высокоомные — до 5—6 *мв*. Электродвижущая сила может быть вычислена по формуле

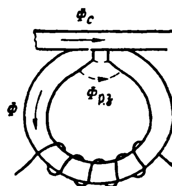



Рис. 16-42. Распределение магнитного потока из сигналограммы.

$$E=2\pi f\Phi w,$$

где $E$ — действующее значение э.д.с., *в*;
$\Phi$ — эффективное остаточное значение магнитного потока, *вб*;
$f$ — частота сигнала, *гц*;
$w$ — количество витков обмотки. (Для проводниковой головки $w=0{,}5$).

В приведенной формуле $\Phi$ — поток, сцепленный с витками обмотки. Он меньше остаточного потока $\Phi_c$ магнитной сигналограммы ввиду того, что часть последнего замыкается через рабочий зазор и прилегающее пространство, минуя сердечник (рис. 16-42, поток $\Phi_{р.з}$). Отношение $A=\Phi/\Phi_c$ называется коэффициентом шунтирования головки. Чем ближе значение $A$ к единице, тем выше чувствительность головки. Коэффициент шунтирования определяется магнитными сопротивлениями отдельных участков магнитопровода головки. Если $R_{р.з}$ — сопротивление рабочего зазора, $R_c$ — сопротивление сердечника, $R_{д.з}$ — сопротивление дополнительного зазора, то

$$A=\frac{R_{р.з}}{R_{р.з}+R_{д.з}+R_c}.$$

Так как у воспроизводящих головок дополнительный зазор специально не предусматривается, то

$$A\approx\frac{R_{р.з}}{R_{р.з}+R_c}.$$

и определяется размерами и материалом сердечника и размерами рабочего зазора. На

рис. 16-43 приведен график зависимости коэффициента шунтирования (а следовательно, и чувствительности головки) от начальной проницаемости $\mu$ сердечника, на рис. 16-44 — от ширины рабочего зазора и на рис. 16-45 — от глубины рабочего зазора [Л. 29]. Две последние зависимости вычислены для $\mu = 25\,000$ и с учетом того, что небольшой дополнительный зазор (~5 *мк*) неизбежно существует во всех воспроизводящих головках. Для нахождения коэффициента шунтирования головки необходимо перемножить частичные коэффициенты, найденные из приведенных графиков, и умножить полученное произведение на коэффициент заполнения сердечника (см. рис. 16—31).

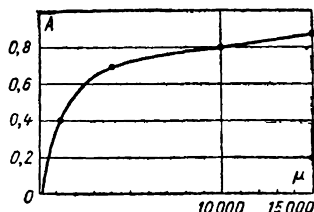



Рис. 16-43. График зависимости коэффициента шунтирования от начальной проницаемости материала сердечника.

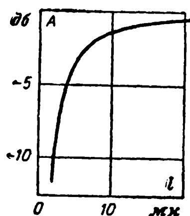



Рис. 16-44. График зависимости коэффициента шунтирования от ширины рабочего зазора.

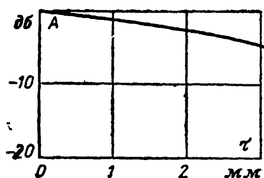



Рис 16-45 График зависимости коэффициента шунтирования от глубины рабочего зазора.

Чувствительность головки возрастает с увеличением числа витков, но одновременно увеличивается и ее индуктивность $L$. Так как допустимое значение последней ограничено резонансом головки, желательно получать наибольшее значение

$$Q = \frac{E^2}{L},$$

называемое э ф ф е к т и в н о с т ь ю головки. Эффективность не зависит от числа витков обмотки и определяется лишь конструкцией магнитопровода головки:

$$Q \approx AK_{р.з}.$$

Эффективность головки связана с чувствительностью соотношением

$$E = \sqrt{QL},$$

где $L$ — индуктивность головки.

Эффективность, как и чувствительность, определяются при определенной остаточной намагниченности, низких частотах и длине волны записи, в несколько раз большей ширины рабочего зазора. Например, у головки типа В-03, применяемой в студийных магнитофонах,

$$Q = 20\,\frac{мв^2}{гн}.$$

при $f = 400$ *гц* и $\Phi_с = 1\,600$ *пвб* [Л. 23].

**Волновая характеристика головок с сердечником.** Данной характеристикой называется зависимость э. д. с. воспроизводящей головки от длины волны записи при неизменном уровне записи (например, при неизменном остаточном магнитном потоке). Если геометрическая ширина рабочего зазора равна $l$, то приближенно волновая характеристика определяется законом электромагнитной индукции и так называемой щелевой функцией:

$$K_{р.з} = \frac{\sin\frac{\pi l_{эф}}{\lambda}}{\frac{\pi l_{эф}}{\lambda}},$$

где $l_{эф} \approx 1{,}2\,l$ — эффективная ширина рабочего зазора, *мк*;
$\lambda$ — длина волны записи, *мк*.

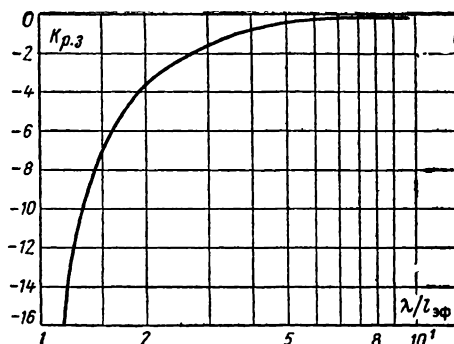



Рис. 16-46. График щелевой функции.

График щелевой функции представлен на рис. 16-46. Приближенно щелевая функция может быть вычислена по формуле

$$K_{р.з} = 1 - \frac{x^2}{6},$$

где

$$x = \frac{\pi l_{эф}}{\lambda}.$$

При $\lambda = l_{эф}$ $K_{р.з} = 0$, что дает возможность экспериментально определять эффективную ширину рабочего зазора в процессе записи и воспроизведения как длину волны записи, соответствующую первому минимуму э. д. с. головки. Чем острее этот минимум, тем лучше линейность рабочего

зазора. При трапецеидальном зазоре волновая характеристика не имеет минимумов.

Для достаточной надежности работы головки выбирают отношение $l_{эф}/\lambda \leqslant 0,5$. В области первого минимума и за ним волновая характеристика несколько отклоняет-

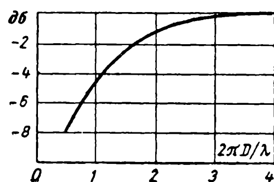



Рис. 16-47. График волновых потерь тороидальной магнитной головки на длинных волнах.
$D$ — диаметр головки.

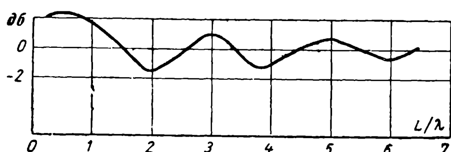



Рис. 16-48. График «змейки».
$L$ — расстояние между вершинами острых углов вдоль рабочей поверхности сердечника головки.

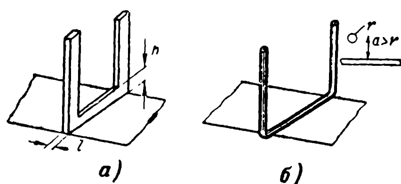



Рис. 16-49. Проводниковая магнитная головка прямоугольного (*а*) и круглого (*б*) сечений.

ся от формы, соответствующей щелевой функции [Л. 26], что при необходимости работы в этой области должно учитываться.

При длинах волн, соизмеримых и превосходящих длину рабочей поверхности головки, ее э. д. с. отличается от рассчитанной. Величина этих отклонений для головки с кольцевым сердечником показана графиком на рис. 16-47. При других формах сердечника, особенно с острыми углами, волновая характеристика приобретает волнистость, называемую «змейкой» (рис. 16-48). «Змейка» может, кроме того, быть вызвана действием экрана, окружающего головку [Л. 29].

**Волновая характеристика проводниковой головки** (рис. 16-49). При прямоугольном сечении проводника

$$E = \omega \frac{\Phi_c}{2} \frac{1 - e^{-2\pi h/\lambda}}{\frac{2\pi h}{\lambda}} \frac{\sin \pi l/\lambda}{\pi l/\lambda}.$$

При круглом сечении проводника

$$E = \frac{1}{2} \omega \Phi_c e^{-2\pi a/\lambda}.$$

**Частотная характеристика воспроизводящей головки** выражает зависимость э. д. с. воспроизводящей головки от частоты воспроизводимого сигнала, записанного с неизменным уровнем записи. Экспериментально частотную характеристику головки можно определить, воспроизводя запись измерительной ленты (см. § 16-7), у которой известно распределение уровня записи по частоте. При отсутствии измерительной ленты частотная характеристика может быть определена расчетно-экспериментальным путем.

Для получения частотной характеристики реальной головки необходимо отклониться от ее идеальной характеристики (см. § 16-3) на величину, равную волновым и частотным потерям. Определив экспериментально $l_{эф}$ по первому минимуму э. д. с. воспроизводящей головки при записи и воспроизведении в сквозном канале, можно рассчитать щелевую функцию для всех значений длины волны $\lambda = v/f$ в рабочем диапазоне частот и внести таким путем поправку в характеристику на волновые потери. Частотные потери и резонансные явления хорошо выявляются при измерении $Z$ головки. При отсутствии потерь и резонанса зависимость $Z$ от частоты изображается наклонной прямой линией с крутизной 6 *дб* на октаву. Все отклонения от нее вверх и вниз в рабочем диапазоне должны быть внесены с соответствующим знаком как вторая поправка к идеальной частотной характеристике воспроизводящей головки. Если в аппаратуре головка воспроизведения работает не на холостом ходу, то при последнем испытании к ней должна подсоединяться ее нагрузка.

Волновые потери на низких частотах при больших длинах волн могут быть определены для заданной воспроизводящей головки экспериментально, путем записи и воспроизведения сигналов этих частот в сквозном канале. Наблюдаемые отклонения частотной характеристики от идеальной являются только результатом волновых потерь воспроизводящей головки. Испытания должны проводиться обязательно вместе с экраном головки.

**Помехоустойчивость воспроизводящей головки.** Под влиянием переменного магнитного поля в обмотке головки возникает э. д. с. помехи, зависящая как от напряженности поля, так и от конструкции головки. Измерение помехоустойчивости производится при помещении головки в равномерное переменное поле с частотой 50 *гц* и известной напряженностью, например в поле соленоида. Подбирают такое положение головки, при котором э. д. с. помехи

максимальна. Величина э. д. с., отнесенная к напряженности поля, определяет помехоустойчивость головки.

### Характеристики записывающих магнитных головок

**Чувствительность записывающей головки.** У головок, предназначенных для импульсной записи, чувствительность определяется как сила тока, необходимая для максимально возможного намагничивания носителя записи.

Для головок магнитофона чувствительность — это ток записи низкой частоты, при котором на типовой магнитной ленте при оптимальном подмагничивании (см. § 16-3) создается уровень записи, равный максимальному стандартизованному (см. § 16-7).

Чувствительность головки записи определяется шириной рабочего и дополнительного зазоров и числом витков обмотки. Так как $R_{д.з} \gg R_c + R_{р.з}$, то изменение ширины рабочего зазора почти не меняет напряженности поля $H_{\sim}$ внутри него. Однако при сужении рабочего зазора поле над зазором ослабевает и чувствительность головки уменьшается. Чувствительность можно регулировать в некоторых пределах, изменяя ширину дополнительного зазора. Делать ее меньше 100 *мк* допустимо лишь для импульсной записи. Для прямой записи (в частности, для звукозаписи) дальнейшее сокращение дополнительного зазора может вызывать искажения сигналограммы из-за остаточной намагниченности сердечника головки.

Чувствительность головки записи пропорциональна количеству витков обмотки, но с его увеличением увеличивается и индуктивность головки, что часто затрудняет ее использование. Поэтому обычно ограничивают количество витков так, чтобы индуктивность головки не превышала 100 *мгн.*

**Разрешающая способность записывающей головки.** Для того чтобы осуществлять запись быстрых процессов (колебаний высокой частоты), магнитная головка должна оказывать воздействие на участок носителя записи, имеющий возможно меньшую протяженность в направлении записи. Так же как и чувствительность, разрешающая способность головки записи зависит от режима записи и носителя записи и не может быть определена без последнего. Поэтому о разрешающей способности головки записи судят для прямой записи по волновой и частотной характеристикам, а для импульсной записи, по размеру магнитного отпечатка на неподвижном носителе. Характеристики определяют в процессе записи и воспроизведения на типовом носителе записи и с головкой воспроизведения, волновая и частотная характеристики которой известны заранее.

**Волновой характеристикой головки записи** называют зависимость уровня записи от длины волны записи при неизменном значении тока записи.

**Частотной характеристикой головки записи** называют зависимость уровня записи от частоты сигнала при неизменном значении тока записи.

Указанные характеристики (если не оговорены особые условия) определяются при оптимальном значении высокочастотного подмагничивания, выбранном для низкочастотного записываемого сигнала.

Волновая характеристика головки тем лучше, чем резче спадает ее поле на краях рабочего зазора. При высокочастотном подмагничивании имеет значение только крутизна спадания поля за вторым (по направлению записи) ребром сердечника. Эта крутизна определяется радиусом закругления ребра. Волновая характеристика головки записи в отличие от характеристики головки воспроизведения мало зависит от ширины рабочего зазора, но сильно зависит от его линейности.

Частотная характеристика головки записи определяется из ее волновой характеристики путем пересчета длины волны в частоту сигнала ($f = v/\lambda$). При этом, как и для головки воспроизведения, должны вноситься поправки на частотные потери. Чем больше скорость носителя записи, тем лучше частотная характеристика головки записи.

При импульсной записи для повышения разрешающей способности надо сокращать магнитный отпечаток, что в первую очередь достигается уменьшением ширины рабочего зазора. При этом, однако, понижаются глубина намагничивания носителя и уровень записи, что заставляет осуществлять выбор рабочего зазора компромиссно.

**Переходное затухание в многодорожечных блоках записывающих и воспроизводящих головок.** Переходное затухание между смежными головками определяется в процессе записи и воспроизведения на выходе устройства как ослабление сигнала при переходе его из одного канала в другой. Переходное затухание слагается из переходного затухания между головками записи, переходного затухания между головками воспроизведения и переходного затухания между дорожками записи сигналограммы. Ориентировочно переходное затухание между головками может определяться как коэффициент связи между обмотками головок.

**Характеристика стирающей головки.** Основной характеристикой является о т н о с и т е л ь н ы й у р о в е н ь с т и р а н и я, под которым понимают выраженное в децибелах отношение уровня записи сигналограммы после стирания к уровню записи той же сигналограммы до стирания.

При измерениях используют сигналограмму с большой длиной волны записи (около 1 *мм*) и уровнем записи, не превышающим максимального, полученную при оптимальном подмагничивании. Измерение производят селективным электронным вольтметром, включенным на выход усилителя воспроизведения. Нормальная величи-

на относительного уровня стирания от —60 до —70 *дб*. Стирание улучшается при увеличении магнитного потока в сердечнике стирающей головки. Однако при этом возрастают нагрев головки и потери энергии. Поэтому, называя относительный уровень стирания, который можно получить при данной головке, надо указывать потребляемую ею мощность, рабочее напряжение и ток при определенной частоте последнего.

## 16-6. ДВИЖУЩИЕ МЕХАНИЗМЫ АППАРАТОВ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ

### Назначение и параметры движущих механизмов

Движущим механизмом называется устройство, входящее в состав аппаратов записи и воспроизведения информации и предназначенное для перемещения носителя записи и сигналограммы, а в некоторых случаях и для перемещения записывающего и воспроизводящего элементов.

В зависимости от формы носителя записи движущий механизм имеет различные конструкции и для некоторых форм специальные названия, например лентопротяжный механизм (для ленты) и проволокопротяжный механизм (для проволоки).

Работа движущих механизмов характеризуется следующими параметрами:

номинальная скорость (скорость записи, воспроизведения, носителя записи, сигналограммы) — предусмотренная расчетом величина соответствующей скорости;

средняя скорость носителя записи (сигналограммы) — средняя величина скорости, измеренная за стандартизированный или установленный техническими требованиями интервал времени, в частности для магнитофонов этот интервал равен 100—200 *сек*;

скольжение — изменение средней скорости в процессе записи или воспроизведения (параметр применяется для движущих механизмов с постоянной номинальной скоростью);

колебания скорости — периодические и непериодические отклонения мгновенного значения скорости от ее среднего значения;

коэффициент колебания скорости — отношение величины колебаний скорости к ее среднему значению;

коэффициент детонации — коэффициент паразитной частотной модуляции полезного сигнала, измеренный при условиях оценки, соответствующей среднему субъективному восприятию этой частотной модуляции в виде детонации. Детонацией называется искажение («плавание») звука, возникающее вследствие паразитной частотной модуляции полезного сигнала в движущем механизме, с частотами модуляции, находящимися примерно в диапазоне 0,2—200 *гц*. Обычно детонация вызывается колебаниями скоростей в движущем механизме. Термин используется только применительно к звукозаписи.

Измерение коэффициента детонации производится специальным прибором — детонометром, определяющим коэффициент паразитной частотной модуляции полезного сигнала. Для того чтобы результаты измерений лучше соответствовали субъективному восприятию детонации на слух, на выход детонометра должен быть включен

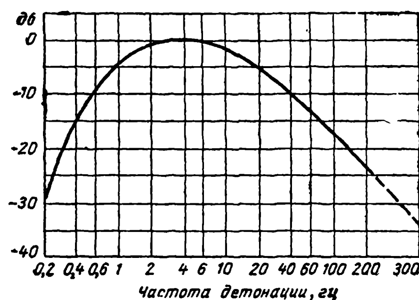



Рис. 16-50. Частотная характеристика чувствительности слуха к детонации.

фильтр с частотной характеристикой, отражающей неоднородность чувствительности слуха к детонации, происходящей с разными частотами (рис. 16-50), а измеритель детонометра по своим временным характеристикам должен быть близок к пиковому вольтметру. Измерения производят путем проигрывания специальных измерительных сигналограмм, например, измерительных магнитных лент, содержащих запись сигнала 3 150 *гц*±5%, выполненную на прецизионном движущем механизме.

Значения перечисленных параметров заданы для магнитофонов с узкой магнитной лентой ГОСТ 8088-65, а для лентопротяжных механизмов других аппаратов магнитной записи они определяются техническими условиями. При выборе параметров надо руководствоваться следующими соображениями:

1. Номинальную скорость движения неперфорированной магнитной ленты целесообразно выбирать, руководствуясь стандартами равной $762K$ или $\frac{762}{K}$ *мм/сек* (где $K=1$, 2, 4, 8 и т. д.), имея в виду, что чем больше скорость, тем шире рабочий диапазон частот и тем большая точность записи может быть достигнута.

2. Параметры, характеризующие стабильность скорости (скольжение, колебания скорости), выбираются в зависимости от допустимой временной ошибки в воспроизводимом сигнале с учетом величины номинальной скорости. Чем больше последняя,

тем выше может быть стабильность. При использовании узкой неперфорированной магнитной ленты коэффициенты колебания скорости не удается получить меньше 0,05% в прецизионных механизмах, 0,2% в механизмах средней сложности и примерно 0,5% в механизмах переносных аппаратов.

В состав лентопротяжных и проволокопротяжных механизмов входят следующие узлы и детали:

*подающий узел* — узел, предназначен для подачи носителя магнитной записи (или сигналограммы) к магнитным головкам во время записи и воспроизведения и его натяжения;

*приемный узел* — узел, предназначенный для приема носителя магнитной записи (или сигналограммы) прошедших магнитные головки во время записи и воспроизведения;

*ведущий вал* — находящийся в контакте с носителем магнитной записи (или сигналограммой) вращающийся вал, окружная скорость которого определяет скорость движения; носителя записи;

*катушка* — устройство для намотки магнитной ленты или магнитной проволоки, имеющее боковые ограиничители;

*сердечник* — устройство для намотки магнитной ленты, не имеющее боковых ограничителей;

*кассета* — устройство, предназначенное для размещения в нем катушек (или катушки), сердечников (или сердечника) или носителя магнитной записи, а также сигналограммы в ненамотанном виде и некоторых вспомогательных приспособлений;

*направляющий ролик, направляющая стойка* — узлы, предназначенные для получения необходимой траектории движения носителя магнитной записи (или сигналограммы);

*инерционный ролик* — узел, приводимый во вращение носителем магнитной записи (или сигналограммой), обладающий существенным моментом инерции и предназначенный для уменьшения колебаний скорости носителя магнитной записи (или сигналограммы);

*прижимный ролик* — ролик, с помощью которого носитель магнитной записи (или сигналограмма) прижимается к ведущему валу.

### Основные узлы лентопротяжных механизмов

**Задачи механизмов.** Лентопротяжный механизм аппарата магнитной записи и воспроизведения выполняет две основные функции: осуществляет рабочее движение ленты при записи и воспроизведении с одной или несколькими (по выбору) скоростями; производит ускоренную перемотку ленты в обоих направлениях.

Осуществление рабочего движения связано с решением четырех задач: 1) протягивание ленты узлом ведущего вала; 2) наматывание ленты на катушку или сердечник приемного узла; 3) подтормаживание ленты со стороны подающего узла или прижим ее непосредственно к магнитным головкам для создания хорошего прилегания ленты к головкам; 4) устранение самопроизвольного раскручивания рулона ленты на подающем узле.

Осуществление ускоренной перемотки ленты требует создания достаточных моментов вращения и количества оборотов на приемном или подающем узле в зависимости от того, в какую сторону производится перемотка, и подтормаживания со стороны того узла, с которого лента сматывается. В некоторых случаях предъявляется требование отвода ленты при перемотке от головок, чтобы уменьшить их износ.

Выключение лентопротяжного механизма для прекращения рабочего движения ленты или ее ускоренной перемотки должно сопровождаться торможением надлежащих узлов с тем, чтобы сократить время движения ленты по инерции, а также предотвратить набегание петель и обрыв ленты.

**Узел ведущего вала.** Распространенная конструкция этого узла (рис. 16-51) состоит из втулки (насадки) такого диаметра, чтобы ее окружная скорость равнялась рабочей скорости ленты, прижимного обрезиненного ролика и вала двигателя. Насадка закрепляется сверху гайкой с левой резьбой, и образуется ведущий вал.

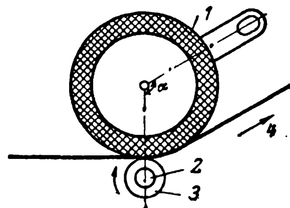



Рис. 16-51. Узел ведущего вала. 1 — обрезиненный прижимной ролик; 2—вал двигателя; 3—насадка; 4 — лента.

Лента прижимается к нему свободно вращающимся обрезиненным прижимным роликом. Ширина последнего может быть больше или равна ширине ленты. В первом случае, так как сцепление ленты с резиной больше, чем с металлом, вращение передается от ведущего вала к прижимному ролику, а уже последний ведет за собой ленту. Поэтому точное значение скорости движения ленты несколько превышает окружную скорость ведущего вала, и диаметр последнего (диаметр насадки на валу двигателя) следует определять по формуле

$$D = \frac{60}{\pi} \frac{v}{n} - d,$$

где $v$ — скорость ленты, *мм/сек*;
$n$ — число оборотов ведущего вала (двигателя) в минуту;
$d$ — толщина ленты, *мм*.

Для того чтобы исключить проскальзывание ленты, ее надо прижимать к ведущему валу достаточно сильно, например при ленте шириной 6,25 *мм* — силой 15—20 *н* (1,5—2 *кГ*), а при более широкой ленте — пропорционально большей силой. Чтобы достичь такого прижима, выбирают иногда угол $\alpha$ (рис. 16-51) в пределах 160—170°, что создает автоматическое заклинивание прижимного ролика. При этом к рычагу, на котором он укреплен, не требуется прикладывать большого усилия. При заклинивании из-за неизбежного эксцентриситета прижимного ролика сминание резины будет периодически изменяться, совершая полный цикл за один оборот. Это вызывает такое же периодическое изменение нагрузки на ведущий вал и колебания его скорости. С точки зрения стабилизации скорости более выгоден выбор $\alpha = 90°$. Эксцентриситет прижимного ролика будет сказываться в этом случае меньше, так как ролик с рычагом, поворачиваясь, может приближаться и удаляться от ведущего вала. В новейших конструкциях часто сочетают выбор $\alpha = 90°$ с применением прижимного ролика, ширина которого в месте касания ленты равна ширине последней. Иногда на его обрезиненной поверхности протачивают ряд кольцевых выступов. Все это снижает нагрузку на ведущий вал, так как уменьшается объем вальцуемой резины и повышается стабильность вращения вала. Скорость ленты становится равной окружной скорости ведущего вала, если только натяжение ее справа и слева от ведущего вала одинаково. Поэтому выбор $\alpha = 90°$ и применение узкого прижимного ролика требуют обязательной стабилизации натяжения ленты.

В узле ведущего вала используют чаще всего синхронно-реактивные однофазные электродвигатели, например ДВС-У1 или асинхронные однофазные электродвигатели с конденсаторным пуском (табл. 16-10), а при необходимости иметь две или три рабочие скорости ленты — двух- или трехскоростные электродвигатели (ДВД-1Р, ДМ-3). Некоторые типы двигателей целесообразнее использовать только в приемном или подающем узлах (ДПА-010, ДПА-У2). В одномоторном механизме используют двигатели ДВА-У3, ДВА-У4, АД-2, а в трехмоторном ДВС-У1, ДВД-1Р. В лентопротяжных механизмах портативных магнитофонов применяют коллекторные двигатели постоянного тока с центробежными регуляторами (табл. 16-11).

Таблица 16-10

**Однофазные электродвигатели, применяемые в лентопротяжных механизмах**

| Тип | Напряжение питания, *в* | Мощность на валу, *вт* | Потребляемая мощность, *вт* | Скорость вращения, *об/мин* | Пусковой момент, *н·м* | Емкость внешнего конденсатора, *мкф* | Внешнее сопротивление, *ом* | Масса, *кг* | Диаметр, *мм* | Высота без вылета вала, *мм* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Синхронно-реактивные: | | | | | | | | | | |
| ДВС-У1 | 220 | 12 | 78 | 1 500 | 0,1 | 2,5 | 500 | 4,2 | 110 | 132 |
| ДВС-010/5-4 | 220 | 15 | 100 | 1 500 | 0,09 | 3 | 500 | 6,6 | 126 | 210 |
| ДВД-1Р ** | 220 | 14/7 | 90 | 1 500/750 | 0,15 | 2,75 | 250 | 7,4 | 134 | 210 |
| ДМ-3 | 220 | 15/8/4 | 100 | 3 000/1 500/750 | 0,06 | 3,5 | 400 | 4,5 | — | — |
| Асинхронные: | | | | | | | | | | |
| ДВА-У3 | 220 | 30 | 90 | 1 430 | 0,2 | 2,5 | 500 | 4,2 | 110 | 132 |
| ДВА-У4 | 220 | 5 | 37 | 700 | 0,14 | 1,25 | 500 | 4,2 | 110 | 132 |
| ДПА-У2 | 220* | — | 65 | 0—1 310 | 0,2 | 1,5 | — | 3 | 110 | 112 |
| ДПА-010** | 220* | — | 100 | 0—1 430 | 0,3 | 2,75 | 250 | 5,8 | 126 | 210 |
| АД-2 | 127 | 5 | 25 | 1 480 | — | 2,5 | 250 | — | 100 | 70 |

* В режиме подмотки ленты и электрического торможения напряжение снижается до 80—140 *в*.
** Снабжен ленточным тормозом.

Рассмотренная конструкция узла ведущего вала (рис. 16-51) отличается простотой и надежностью, но вместе с тем обладает двумя недостатками:

1. Любые периодические колебания скорости двигателя и его вибрация с частотами, кратными частоте электросети, непосредственно передаются ленте, вызывая соответствующие колебания ее скорости.

2. При данной конструкции нельзя получить малые скорости ленты, так как для этого потребовался бы ведущий вал неосуществимо малого диаметра.

Первый из указанных недостатков может быть устранен введением в узел ведущего вала механического фильтра (рис. 16-52).

Благодаря упругости соединения двигателя с маховиком и инерции последнего осуществляется фильтрация различного рода колебаний, возникающих в электродвигателе.

Таблица 16-11

**Коллекторные электродвигатели постоянного тока с постоянными магнитами и центробежными регуляторами скорости вращения**

| Характеристики | Тип двигателя | |
|---|---|---|
| | 2ДКС-2 | 4ДКС-8 |
| Напряжение питания, *в* | 6±1 | 14±2 |
| Мощность на валу, *вт* | 0,13 | — |
| То же в схеме без триода | — | 0,4 |
| То же в схеме с триодом | — | 0,8 |
| Скорость вращения, *об/мин* | 2 000±30 | 2 000±30 |
| Масса, *кг* | 0,08 | 0,26 |
| Размеры, *мм*: | | |
| высота (без вылета вала) | 47,8 | 63,4 |
| в плане | 20,7×21,5 | ⌀ 40 |
| вылет вала | 5,6 | Шкив внутри двигателя ⌀ 18,5 *мм* |
| Гарантированный срок службы, *ч* | 100 | 300 |

Примечания:

1. Направление вращения: по часовой стрелке (2ДКС-7) и против часовой стрелки (4ДКС-8).
2. Рабочее положение двигателей произвольное.
3. Регулятор можно включать по схеме с триодом и без триода.

Второй недостаток устраняется введением механической передачи от двигателя к ведущему валу с помощью бесконечного бесшовного ремня или обрезиненного промежуточного ролика (рис. 16-53). Осуществив такую передачу между ступенчатыми шкивами можно получить несколько скоростей ленты путем переброски ремня или перемещения промежуточного ролика. Зубчатые и червячные передачи здесь, как правило, не применяются, так как возникающие в них толчки, вызывают сильные колебания скорости ленты.

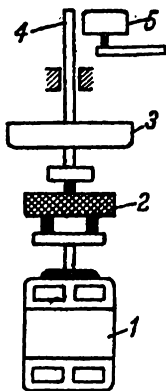



Рис. 16-52. Механический фильтр в узле ведущего вала.

*1* — двигатель; *2*—резиновая прокладка; *3* — маховик; *4*—ведущий вал; *5* — прижимной ролик.

На рис. 16-54 показан еще один из вариантов передачи вращения от двигателя к ведущему валу. Обод маховика, соединенного с ведущим валом, обрезинен, и к нему на время рабочего движения ленты прижимается вал двигателя. Этим достигается высокая равномерность скорости движения ленты, так как в конструкции узла отсутствуют бесконечный ремень и промежуточный ролик, являющиеся источниками механических возмущений.

Следующая конструкция узла отличается тем, что лента прижимается к ведущему валу в двух местах с помощью прижимных роликов, образуя петлю ленты, на которой располагаются магнитные головки (рис. 16-55). Преимуществом такой конструкции является хорошая фильтрация толчков и колебаний, возникающих со стороны

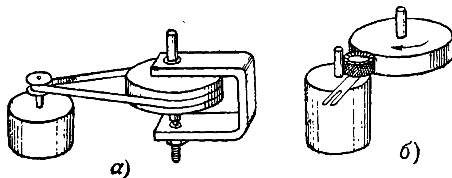



Рис. 16-53. Узел ведущего вала с механической передачей.

*а* — передача бесконечным ремнем; *б* — передача промежуточным роликом.

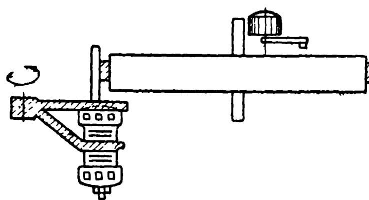


Рис. 16-54. Узел ведущего вала с механической передачей без промежуточных звеньев.

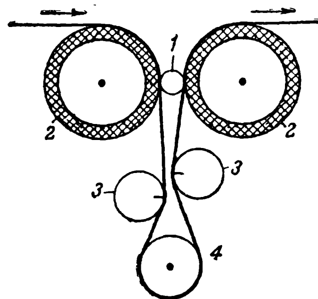



Рис. 16-55. Узел ведущего вала с двумя прижимными роликами.

*1* — ведущий вал; *2* — прижимные ролики; *3* — магнитные головки; *4* — обводной ролик.

подающего и приемного узлов. Благодаря равенству давлений обоих прижимных роликов на ведущий вал подшипники последнего не испытывают радиальной нагрузки, что уменьшает их износ и трение в них. Конструкция с двумя прижимными роликами применяется главным образом в аппаратах для точной магнитной записи.

**Приемный и подающий узлы.** Одним из способов намотки ленты и ее подтормаживания со стороны названных узлов явля-

ется установка в этих узлах отдельных двигателей, число оборотов которых может автоматически изменяться в широких пределах. Для того чтобы натяжение ленты сохранялось постоянным, требуется гиперболическая скоростная характеристика двигателя; так как на практике ее обычно нельзя достичь, часто используют специальные устройства для стабилизации натяжения ленты. Двигатель приемного узла должен достаточно быстро запускаться, чтобы при включении механизма не возникала петля ленты. При ускоренной перемотке на двигатель соответствующего узла подают полное напряжение, а на двигатель второго узла — небольшое напряжение для подтормаживания и натяжения ленты. Двигатель узла, с которого лента сматывается, принудительно вращается ею в сторону, противоположную той, в которую он вращался бы под действием приложенного напряжения. При рабочем движении ленты на двигатель приемного узла подается примерно половина полного напряжения, а на двигателе подающего узла сохраняется подтормаживающее напряжение. При остановке ленты все двигатели механизма обесточиваются.

Для вращения приемного и подающего узлов можно использовать и двигатели с жесткой характеристикой, в частности двигатель узла ведущего вала, если вращение передавать через фрикционную муфту. Передача вращения от двигателя к муфте может производиться бесконечным ремнем или промежуточным роликом. Трение в муфте подающего узла создает необходимое для натяжения ленты подтормаживание. При ускоренной перемотке сцепление в соответствующей муфте тем или иным способом увеличивают; известны, например, электромагнитные муфты, у которых при подаче в них постоянного тока увеличивается давление обеих половин фрикциона друг на друга.

Важной задачей при конструировании подающего и приемного узлов является сохранение создаваемого ими натяжения ленты в небольших пределах, так как это улучшает и стабилизирует режим работы узла ведущего вала и магнитных головок. Номинальное значение натяжения ленты зависит от многих факторов (см. § 16-5), но обычно для порошковой магнитной ленты шириной 6,25 *мм* оно выбирается в пределах 0,75—0,85 *н*. Если в подающем и приемном узлах применены отдельные двигатели с мягкими характеристиками, то стабилизация натяжения осуществляется автоматической регулировкой напряжения на двигателях с помощью исполнительного механизма (например, насыщающегося дросселя) и следящей системы, контролирующей или непосредственно натяжение ленты, или диаметр рулона ленты. При использовании фрикционных муфт надлежащим выбором их размеров можно достичь стабилизации натяжения благодаря тому, что с уменьшением диаметра рулона ленты одновременно уменьшается и его вес, что уменьшает сцепление между обеими половинами фрикциона, снижает передаваемый через фрикцион момент и сохраняет натяжение ленты примерно постоянным. В более простых механизмах стабилизация натяжения достигается введением постоянного трения ленты перед магнитными головками о неподвижную направляющую или непосредственным прижимом магнитной ленты к головкам с помощью фетровой подушки, бесконечной гибкой ленты или отрезка гибкой ленты. Во всех этих случаях небольшое натяжение со стороны подающего узла должно быть все же сохранено, чтобы избежать образования петель ленты и толчков из-за неровностей намотки.

### Кинематические схемы лентопротяжных механизмов

Различают несколько кинематических схем, главнейшие из которых приведены ниже.

Трехмоторная схема (рис. 16-56) применяется в большинстве аппаратов профессионального назначения, в частности в студийных магнитофонах.

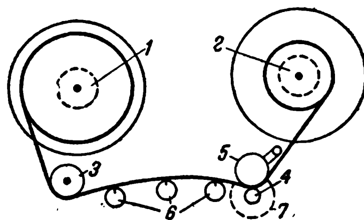



Рис. 16-56. Трехмоторная кинематическая схема.

*1* — двигатель подающего узла; *2* — двигатель приемного узла; *3* — обводной ролик; *4* — ведущий вал; *5* — прижимной ролик; *6* — магнитная головка; *7* — ведущий двигатель.

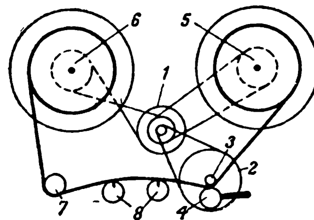



Рис. 16-57. Одномоторная кинематическая схема.

*1* — двигатель; *2* — маховик ведущего вала; *3* — ведущий вал; *4* — прижимной ролик; *5* — фрикцион приемного узла; *6* — фрикцион подающего узла; *7* — обводной ролик; *8* — магнитные головки.

Одномоторная схема с ременными передачами и фрикционами (рис. 16-57) применяется во многих любительских магнитофонах.

Трехмоторная схема (рис. 16-58) применяется в аппаратах для точной записи.

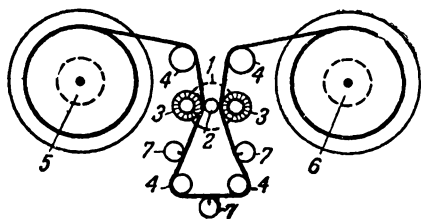


Рис. 16-58. Трехмоторная кинематическая схема с двумя прижимными роликами.

1 — ведущий двигатель; 2 — ведущий вал; 3 — прижимной ролик; 4 — обводной ролик; 5 — двигатель подающего узла; 6 — двигатель приемного узла; 7 — магнитные головки.

Четырехмоторная схема характерна использованием двух ведущих двигателей (рис. 16-59), постоянно вращающихся в противоположных направлениях. Включением того или иного прижимного ролика можно быстро изменять направление движения

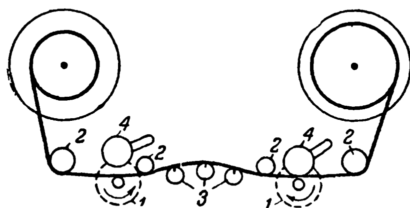


Рис. 16-59. Четырехмоторная кинематическая схема.

1 — ведущий двигатель; 2 — обводной ролик; 3 — магнитная головка; 4 — прижимной ролик.

ленты, что бывает необходимо для решения различных технических задач.

Двухмоторная схема с общим двигателем для подающего и приемного узлов (рис. 16-60) используется редко.

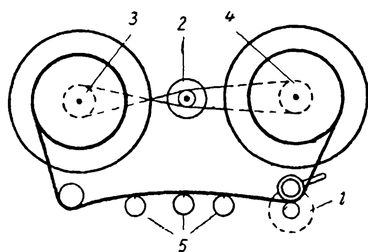


Рис. 16-60. Двухмоторная кинематическая схема.

1 — ведущий двигатель; 2 — двигатель приемного и подающего узлов; 3 — фрикцион подающего узла; 4 — фрикцион приемного узла; 5 — магнитные головки.

Трехмоторная схема применяется для быстрого пуска и быстрой остановки ленты (рис. 16-61). Чтобы преодолеть инерцию боковых узлов, последние отделены от участка ленты, на котором расположены головки, двумя кассетами-накопителями с натяжными роликами.

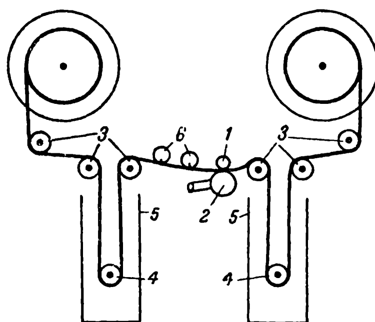


Рис. 16-61. Кинематическая схема трехмоторного механизма с малым временем пуска и остановки.

1 — ведущий вал; 2 — прижимной ролик; 3 — обводной ролик; 4 — натяжной ролик; 5 — кассета; 6 — магнитная головка.

Трехмоторная схема механизма для привода перфорированной ленты с помощью зубчатого ведущего барабана приведена на рис. 16-62. Ведущий барабан связывается с двигателем непосредственно или через зубчатую передачу. Привод во вращение

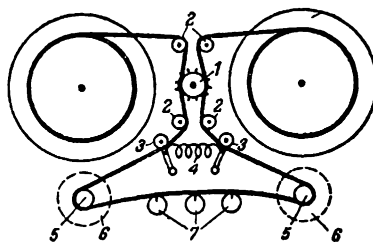


Рис. 16-62. Кинематическая схема механизма для привода перфорированной магнитной ленты.

1 — ведущий вал (зубчатый барабан); 2 — направляющий ролик; 3 — натяжной ролик; 4 — натяжная пружина; 5 — ролик стабилизатора скорости; 6 — стабилизатор скорости (маховик); 7 — магнитная головка.

приемного и подающего узлов осуществляется от того же двигателя через фрикционы или от индивидуальных двигателей.

**Торможение лентопротяжного механизма.** При остановке движения ленты во избежание набегания петель, запутывания и обрыва ленты необходимо тормозить только тот боковой узел (приемный или подающий), с которого лента сматывалась при предшествующем движении. Так как с каждого из узлов лента может сматываться только в одном направлении, необходимо применять такое тормозное устройство, которое действует только в этом направлении, например ленточный тормоз (рис. 16-63) или колодочный тормоз (рис. 16-64). Тормозной шкив в обоих случаях распо-

ложен на валу приемного (или подающего) узла. Торможение происходит при вращении только в ту сторону, в которую происходит самозатягивание ленты или колодки. Если в боковых узлах применены отдельные двигатели переменного тока

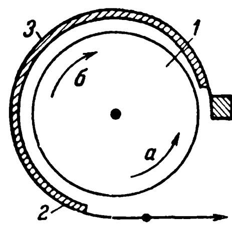



Рис. 16-63. Ленточный тормоз.

1 — тормозной шкив; 2 — тормозная лента; 3 — фетр; а — направление сильного торможения; б — направление слабого торможения.

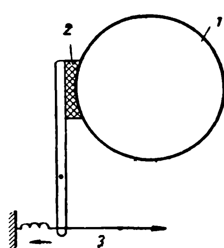



Рис. 16-64. Колодочный тормоз.

1 — тормозной шкив; 2 — тормозная колодка; 3 — тяга управления тормозом.

(трехмоторная кинематическая схема), то торможение может достигаться кратковременной подачей в обмотку одного из двигателей постоянного тока.

## 16-7. АППАРАТЫ МАГНИТНОЙ ЗВУКО- И ВИДЕОЗАПИСИ

### Магнитофоны

Магнитофонами называют аппараты для магнитной звукозаписи и (или) ее воспроизведения. Магнитофоны весьма разнообразны по своему устройству, применению, качеству записи и другим особенностям.

*По носителю записи* магнитофоны разделяются на использующие магнитную ленту 6,25 *мм* и перфорированную магнитную ленту разной ширины. (Применение в магнитофонах магнитных дисков, листов и проволок пока ограничено. В практике находит также применение магнитная лента шириной 3,81 *мм*.)

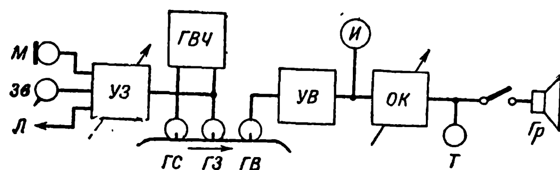



Рис. 16-65. Полная блок-схема магнитофона.

По *назначению* магнитофоны разделяются на студийные (применяемые в радио- и киностудиях), репортажные (для профессиональной звукозаписи в условиях передвижения и магнитофоны широкого применения (бытовые).

Студийные и репортажные магнитофоны отличаются высоким качеством записи и поэтому используются также при научных исследованиях и в других ответственных случаях.

Наиболее многочисленную группу составляют магнитофоны широкого применения. К ним относятся магнитофоны для любительской звукозаписи дома, для служебной звукозаписи, для звукозаписи в поездах, на диспетчерских пунктах и т. п.

*По электропитанию* магнитофоны бывают с питанием от сети переменного тока и магнитофоны с автономными источниками питания.

*По конструкции* магнитофоны можно разделить на консольные, настольные, чемоданные, и миниатюрные.

Кроме того, магнитофоны различаются по скорости движения магнитной ленты; чем выше скорость, тем лучше качество записи. Скорость записи высококачественных магнитофонов 762—381 *мм/сек*. Магнитофоны широкого применения имеют скорости 19; 9,5; 4,76 *см/сек*.

Несмотря на большое разнообразие, структура всех магнитофонов примерно одинакова. Магнитофон состоит из лентопротяжного механизма с магнитными головками, электронной части, электропитания, громкоговорителя и индикатора уровня записи. Большинство магнитофонов производит магнитную запись с высокочастотным подмагничиванием при продольном намагничивании магнитной ленты.

**Блко-схемы электронной части магнитофонов.** Рассмотрим наиболее сложную, но зато и наиболее совершенную блок-схему магнитофона (рис. 16-65), позволяющую записывать и одновременно воспроизводить запись с целью контроля. Схема состоит из отдельных усилителей записи *УЗ* и воспроизведения *УВ*, генератора тока стирания и подмагничивания *ГВЧ*, индикатора уровня *И*, оконечного усилителя или оконечного каскада усиления *ОК* и громкоговорителя *Гр*.

Блок *УЗ* имеет три входа, рассчитанных на подключения микрофона *М*, звукоснимателя *Зв*, радиотрансляционной линии или радиоприемника *Л*. В усилителе записи осуществляются частотные предыскажения записываемых сигналов и доведение их мощности до величины, достаточной для питания головки записи *ГЗ*. Коэффициент усиления *УЗ* плавно регулируется во время записи, так чтобы уровень записи, определяемый остаточным магнитным потоком в магнитной ленте, не превысил максимального для нее значения во избежание возникновения больших нелинейных искажений. Уровень записи не должен быть и очень малым, так как в этом случае становятся заметнее собственные шумы магнитной ленты и электронной части магнитофона.

Контроль уровня записи производится по индикатору уровня *И*, представляющему собой специальный вольтметр переменного тока с полупроводниковым выпрямителем, который перед записью калибруется по измерительной ленте, содержащей эталонную запись с максимально допустимым уровнем.

Индикатор уровня записи подключен на выход усилителя воспроизведения, поэтому регулировка громкости потенциометром на входе оконечного каскада не влияет на показания индикатора. При записи с близко расположенного микрофона во избежание акустической обратной связи громкоговоритель отключается и слуховой контроль ведется на головные телефоны *Т*. Для более точной слуховой оценки качества записи в схему вводят иногда переключатель, позволяющий быстро подсоединять вход оконечного каскада или на выход *УВ*, или на промежуточный выход *УЗ* (до того места в его схеме, где осуществляются частотные предыскажения). Это позволяет сравнивать звучание «до записи» и «после записи».

В зависимости от назначения магнитофона рассмотренная блок-схема может быть изменена. Так, например, в студийных магнитофонах, работающих совместно с другой студийной аппаратурой, из схемы исключают оконечный каскад и громкоговоритель, а усилитель записи делают с одним линейным входом, к которому подсоединяют находящийся в студии микшерный усилитель; на него же переносят индикатор уровня. В репортажных магнитофонах усилитель записи делают с одним или двумя микрофонными входами и для облегчения аппарата не устанавливают в нем громкоговоритель.

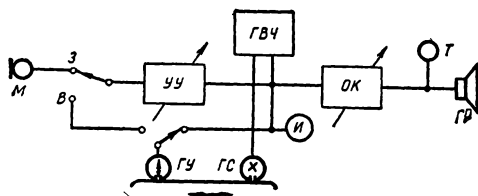



Рис. 16-66. Блок-схема упрощенного магнитофона.

Блок-схема, представленная на рис. 16-66, наиболее часто встречается в магнитофонах широкого применения и в любительских магнитофонах. Общий универсальный усилитель *УУ* имеет чувствительность, достаточную для воспроизведения. При переходе с воспроизведения *В* на запись *З* осуществляется необходимая коммутация на входе и выходе *УУ*, перестраивается его частотная характеристика и включается высокочастотный генератор *ГВЧ*. Оконечный каскад *ОК* и громкоговоритель позволяют осуществлять слуховой контроль при записи и последующее громкоговорящее воспроизведение ее.

Иногда используют вариант схемы, в котором выходная лампа работает то как оконечный усилитель (при воспроизведении), то как высокочастотный генератор (при записи). Этим достигается некоторая экономия питания по сравнению со схемой, имеющей отдельную лампу для генератора, сокращается число ламп и уменьшаются габариты магнитофона.

*Стереофонические магнитофоны* широкого применения используют двухканальный способ стереофонической звукопередачи. В студийных стереофонических магнитофонах используют двух-, трех- и пятиканальную стереофонию (три и пять каналов используются в аппаратуре для звукозаписи широкоэкранных и широкоформатных кинофильмов).

Сигналы, поступающие по всем стереофоническим каналам, записывают на общей магнитной ленте; они образуют несколько дорожек записи, число которых равно числу каналов. Блок-схема стерефонического магнитофона представляет собой совмещение нескольких (по числу каналов) блок-схем обычного монофонического магнитофона. Генератор ВЧ делается более мощным и общим для всех каналов, так как при раздельных генераторах трудно избежать биений между их колебаниями. Магнитные головки разных каналов объединяются в блоки головок, у которых рабочие зазоры расположены на одной прямой. Общим для всех каналов является, конечно, лентопротяжный механизм. Индикаторы уровня записи или включаются по одному в каждый канал, или заменяются одним общим индикатором, показывающим наибольший уровень, существующий в каждый текущий момент во всех каналах.

В стереофоническом магнитофоне для получения правильной картины размещения отдельных источников звука в пространстве усиление и частотная характеристика регулируются при записи и воспроизведении одновременно и одинаково во всех каналах. Кроме того, при двухканальной стереофонии производят так называемую *регулировку баланса*. При этом регуляторы усиления каждого из каналов спариваются и включаются так, что когда в одном канале усиление увеличивается, в другом оно уменьшается. Регулятор баланса позволяет компенсировать различие в чувствительности громкоговорителей обоих каналов, а также внести необходимую поправку, зависящую от акустических свойств помещения прослушивания.

Для сохранения стереофонического эффекта переходное затухание между отдельными каналами должно быть достаточно большим.

**Принципиальные схемы магнитофонов.** Эти схемы очень разнообразны. Ниже приводятся лишь примеры схем отдельных блоков и магнитофона в целом. Данные о схемах магнитофонов промышленного производства можно найти в литературе [Л. 30, 31].

*Генератор ВЧ колебаний* с частотой 80 *кгц* для стирания и подмагничивания со-

бран на двойном триоде (6Н1П или 6Н8С). Катушка контура намотана на четырехсекционном каркасе из текстолита или электрокартона и помещена в карбонильный сердечник СБ-4а (рис. 16-67). При нагрузке на головку стирания с индуктивностью 7—

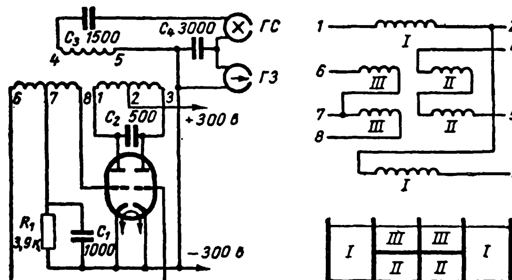



Рис. 16-67. Схема высокочастотного генератора, расположение обмоток катушки и схема соединения обмоток. Обмотка *I* (7,75 *мгн* с сердечником) состоит из 2×220 витков провода ПЭЛ 0,15; обмотка *II* — из 120 витков ПЭЛ 0,25 и обмотка *III* — из 2×50 витков ПЭЛ 0,15.

10 *мгн* генератор развивает напряжение около 150 *в*. Напряжение подмагничивания снимается на головку записи с индуктивностью 7—10 *мгн* с конденсатора $C_4$ по схеме параллельного питания (рис. 16-68). Усилитель записи подключается в этом случае через фильтр-пробку. Регулируется подмагничивание подбором емкости конденсатора $C_4$. При универсальной головке, имеющей обычно

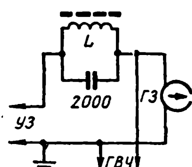



Рис. 16-68. Схема параллельного питания записывающей головки. Катушка $L_1$, содержащая 280 витков провода ПЭЛ 0,2, помещена в карбонильный сердечник типа СБ-3а.

большую индуктивность (0,5—1,0 *гн*), фильтр-пробку заменяют резистором сопротивлением 50—100 *ком*. Для такой головки напряжение на конденсаторе $C_4$ (рис. 16-67) недостаточно, и его закорачивают, а напряжение подмагничивания снимают с выводов *4* и *5* катушки генератора через полупеременный конденсатор 8—30 *пф*, которым регулируют подмагничивание.

*Усилитель воспроизведения* (рис. 16-69) рассчитан на работу от высокоомной универсальной или воспроизводящей головки. Он содержит две лампы типа 6Н1П. Питание нитей накала ламп для уменьшения фона следует производить выпрямленным током. Делитель между первым и вторым каскадами служит для корректировки частотной характеристики усилителя. Данные приведены на схеме для скорости 38 *см/сек*. Для других скоростей надо изменить сопротивление резистора $R_8$ так, чтобы $\tau = R_8C_8$ соответствовало нормированному значению постоянной времени коррекции (см. далее). Регулятор коррекции — потенциометр $R_7$, регулятор усиления — потенциометр $R_{10}$. При скоростях 9,5 *см/сек* и меньше для получения более благоприятной формы частотной характеристики рекомендуется между резистором $R_8$ и землей включать *LC*-контур, настроенный на верхнюю рабочую частоту. Конденсатор $C_9$ из схемы исключается, и регулировка коррекции производится подбором резистора, шунтирующего *LC*-контур.

Усилитель развивает на выходе напряжение около 1,5 *в* при малом выходном сопротивлении. Это позволяет пользоваться для контроля низкоомными головными телефонами и стрелочным индикатором уровня. Если воспроизведение предполагается осуществлять через усилитель НЧ радиоприемника, то последние два каскада усилителя воспроизведения не нужны. Напряжение с регулятора усиления может подаваться непосредственно на гнезда звукоснимателя радиоприемника.

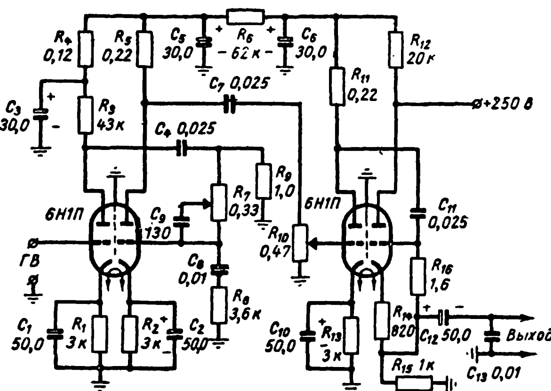



Рис. 16-69. Схема усилителя воспроизведения.

*Усилитель записи.* Первый каскад усилителя (рис. 16-70) рассчитан на подключение высокоомного электродинамического микрофона, например МД-47 или МД-41. Граммофонный звукосниматель, радиотрансляционная линия и радиоприемник подключаются на вход второго каскада. Частотная характеристика определяется действием частотно-зависимой обратной связи, охватывающей 2-й и 3-й каскады усилителя. $R_2$ — регулятор предыскажений. Изменение частотной характеристики производится

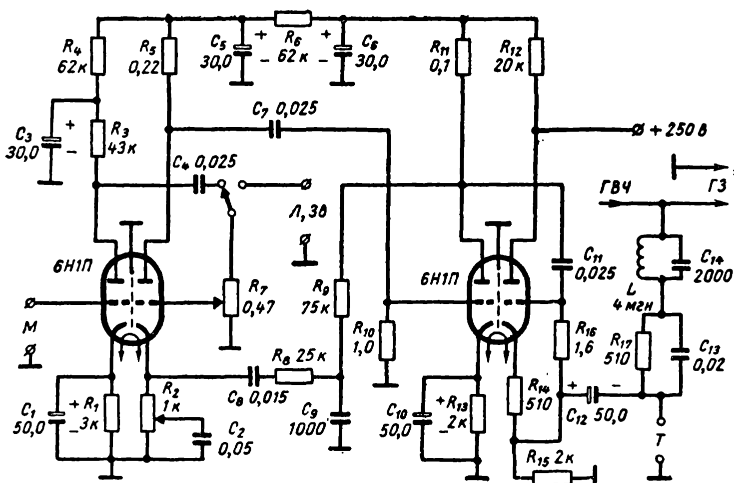


Рис. 16-70. Схема усилителя записи.

подбором величин $C_2$ и $R_8$. Выход усилителя рассчитан на подключение головки записи с индуктивностью 7—10 *мгн*. Для универсальной головки с $L$=0,5—1 *гн* выходной каскад из усилителя с катодной нагрузкой превращается в усилитель с анодной нагрузкой, для чего $R_{15}$ закорачивается, а в анод включается резистор 51 *ком*. Напряжение на головку снимается с анода через конденсатор 0,1—0,25 *мкф*. Фильтр-пробка и цепочка $R_{17}C_{13}$ заменяются в этом случае резистором 75 *ком*.

*Универсальный усилитель*. Усилитель по схеме, приведенной на рис. 16-71, используется в магнитофоне «Спалис». Переход с записи на воспроизведение осуществляется многоконтактным переключателем. При этом изменяется частотная характеристика усилителя, а универсальная головка подключается то к выходу, то к входу. На одном из триодов лампы 6Н1П собран высокочастотный генератор, включаемый при записи. Элементы цепей частотной коррекции выбраны для постоянной времени 100 *мксек*. На той же схеме показаны индикатор уровня (6Е5С), выпрямитель и цепи питания электродвигателя лентопротяжного механизма.

*Входной трансформатор*. В приведенных выше схемах высокоомный микрофон и высокоомная воспроизводящая головка могут быть заменены на низкоомные, если применить на входе повышающий трансформатор 1 : 15. Замена целесообразна в тех случаях, когда по каким-либо причинам желательно удалить микрофон на расстояние, превышающее 1,5—2 *м*, и магнитную головку — на расстояние более 20—30 *см*. Трансформатор собирается на сердечнике из пермаллоевых пластин типа Ш-6 при наборе 9 *мм*. Первичная обмотка из 314 витков провода ПЭЛ 0,1, вторичная из 4 170 витков ПЭЛ 0,05. Между обмотками прокладывается электростатический экран в виде незамкнутого витка тонкой фольги, который соединяется с проводом нулевого потенциала в схеме.

*Индикатор уровня записи*. Индикаторы разделяются по своим свойствам на индикаторы средних значений и индикаторы пиковых значений. Вторые более точны. По конструкции индикаторы разделяются на стрелочные (рис. 16-72), электронно-оптические (рис. 16-73) и газосветные с неоновой лампой (рис. 16-74).

Наиболее удобен при записи стрелочный индикатор.

Наименее удобен, хотя и очень прост в изготовлении индикатор с неоновой лампой. Последняя в моменты вспышки нагружает выходной каскад усилителя магнитофона и вызывает поэтому увеличение нелинейных искажений. Положение ползунка потенциометра выбирается так, чтобы вспышки неоновой лампы соответствовали максимальному уровню записи.

В магнитофонах широкого применения обычно применяют электронно-оптический индикатор уровня, в студийных и репортажных — стрелочные.

Газосветный индикатор относится к пиковым; свойства других индикаторов могут регулироваться выбором данных схемы. В схеме электронно-оптического индикатора (рис. 16-73) свойства индикатора определяются временем интеграции ($\tau_1$) и разряда ($\tau_2$) конденсатора $C_2: \tau_1 = C_2R_2$. У пиковых индикаторов $\tau_1 = 5 \div 10$ *мсек*. У индикаторов средних значений $\tau = 200 \div 300$ *мсек*. Время разряда $\tau_2 \approx 5C_2R_3$ выбирается в пределах от 1 до 2 *сек*.

Стрелочный индикатор, показанный на рис. 16-72, является индикатором средних значений. Его свойства определяются бал-

| Род работы | Контакты 1–2 | 1–3 | 4–5 | 4–6 | 7–8 | 7–9 | 10–11 | 10–12 | 13–14 | 13–15 | 16–17 | 16–18 | ⊥–6 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Перемотка назад | ● | | ● | | ● | | ● | | ● | | ● | | ● |
| Стоп | ● | | ● | | ● | | ● | | ● | | | ● | ● |
| Перемотка вперед | ● | | ● | | ● | | ● | | ● | | ● | | ● |
| Воспроизведение | | ● | | ● | | ● | ● | | | ● | ● | | |
| Запись | ● | | ● | | ● | | | ● | ● | | ● | | ● |

Рис. 16-71. Схема магнитофона «Спалис».

Рис. 16-72. Схема стрелочного индикатора уровня.

Рис. 16-73. Схема электронно оптического индикатора уровня.

Рис. 16-74. Схема индикатора уровня с неоновой лампой.

листическими данными микроамперметра. На рис. 16-75 изображена схема стрелочного индикатора РИ-58, широко используемого в радиовещании. По своим свойствам он является промежуточным между индикаторами пиковых и средних значений.

*Применение транзисторов в магнитофонах.* Усилители и генератор магнитофона могут быть построены на транзисторах.

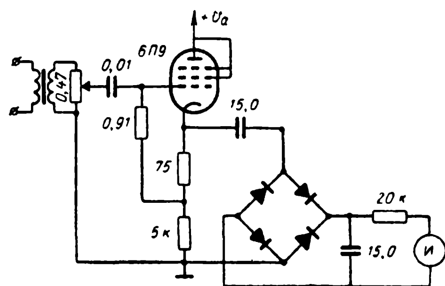



Рис. 16-75. Схема индикатора уровня типа РИ-58. *И* — микроамперметр 0—200 *мка* с облегченной подвижной системой и неравномерным воздушным зазором.

Преимуществами их по сравнению с усилителями и генераторами на электронных лампах являются экономичность электропитания, отсутствие микрофонного эффекта, малые габариты и вес и большой срок службы. К недостаткам схем на транзисторах относятся повышенный шум усилителей и некоторая зависимость параметров от температуры. Из сопоставления этих свойств видно, что транзисторы в настоящее время наиболее целесообразно использовать в малогабаритных магнитофонах с автономным электропитанием, а также в диктофонах.

В качестве примера на рис. 16-76 приведена схема транзисторного магнитофона «Весна». Размеры магнитофона 340×250×130 *мм*, масса 5,5 *кг*. Лентопротяжный механизм приводится в движение одним электродвигателем с центробежным регулятором. Напряжение питания магнитофона 12 *в*.

Предварительный усилитель собран на транзисторах $T_1$, $T_2$, $T_3$ и $T_4$. Частотные предыскажения при записи и коррекция при воспроизведении производятся $RC$-цепочками между коллектором $T_2$ и эмиттером $T_1$, между коллектором $T_2$ и базой $T_3$, а также в цепи коллектора $T_4$. Предыскажения и коррекция рассчитаны на скорость ленты 9,5 *см/сек*. Потенциометр $R_{19}$ — регулятор уровня записи и регулятор громкости при воспроизведении. Регулятор тембра $R_{22}$ включается только при воспроизведении.

Трехкаскадный оконечный усилитель собран на транзисторах $T_7$, $T_8$, $T_9$ и $T_{10}$. При записи он выключается. Генератор высокой частоты (30 *кгц*) собран на транзисторе $T_6$.

Индикатор уровня стрелочный, с буферным каскадом на транзисторе $T_5$.

Транзистор $T_{11}$ управляет скоростью вращения двигателя.

## Диктофоны

Диктофоном называют магнитофон, специально сконструированный для записи речи с целью последующей буквенной перезаписи ее от руки или на пишущей машинке. От обычного магнитофона его отличает следующее:

1. Понижение требования к качеству записи и воспроизведения, так как диктофоны должны лишь разборчиво передавать речь при воспроизведении. Частотный диапазон 300—4 000 *гц*, коэффициент детонации — до 0,5%, относительный уровень шумов около — 30 *дб*, коэффициент гармоник до 10%.

2. Для упрощения записи совещаний и конференций, когда выступающие могут находиться на разном расстоянии от микрофона, в диктофонах часто устраивают АРУ для записи.

3. При воспроизведении, во время буквенной перезаписи, движущий механизм диктофона работает в так называемом старт-стопном режиме, т. е. включается на непродолжительное время, выключается, при необходимости повторения реверсируется, снова включается и т. д. Такой режим работы с числом включений до 2—3 в минуту требует особо прочной конструкции движущего механизма.

4. Для облегчения буквенной перезаписи в диктофоне предусматривается дистанционное управление механизмом при воспроизведении с помощью ножной педали или небольшого клавишного устройства, которое можно закрепить на пишущей машинке. Такое управление позволяет легко включить, выключить и повторить воспроизведение, не отвлекаясь от работы на пишущей машинке или от перезаписи вручную. При обычном магнитофоне, не имеющем дистанционного управления, перезапись намного замедляется и делается неудобной. В некоторых диктофонах после каждой остановки носителя записи он автоматически передвигается в обратном направлении на небольшое расстояние (автоповтор). Благодаря этому воспроизведение всегда начинается с повторения части предыдущей группы слов, что облегчает понимание тех слов, которые приходятся на моменты включения и выключения приводного механизма. Автоповтор осуществляется или электрически с помощью реле времени, включающего на короткое время реверс после каждой остановки носителя записи, или механически.

5. Так как фонограммы, получаемые в диктофоне, не нуждаются в звуковом монтаже, то в качестве носителя записи, кроме магнитной ленты, могут применяться маг-

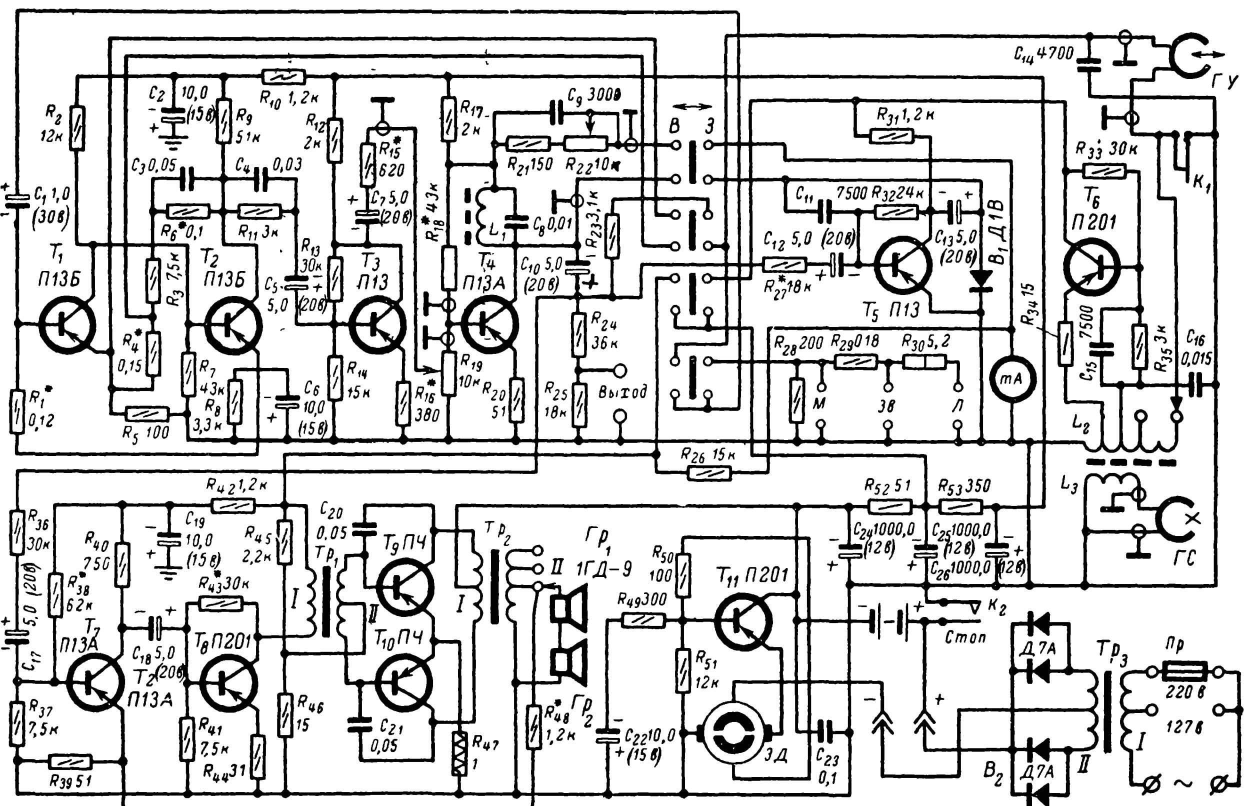



Рис. 16-76. Схема магнитофона «Весна».

*П* — переключатель рода работ (*В* — воспроизведение, *З* — запись); $K_1$ — контакты включения генератора; $K_2$ — контакты включения питания Данные намоточных изделий. Трансформатор $Tp_3$ обмотка *I* — 600 витков ПЭЛ 0,23; обмотка *II* — 2×200 витков ПЭЛ 0,25, сердечник *III* 12×15. Трансформатор $Tp_2$ обмотка *I* — 2×75 витков ПЭЛ 0,41; обмотка *II* — 33+11+52 витка ПЭЛ 0,64; сердечник *III* 12×30. Трансформатор $Tp_3$: обмотка *I*—850+625 витков ПЭЛ 0,23; обмотка *II* — 2×80 витков ПЭВ 0,64; сердечник *III* — 17×25. Катушка $L_1$ 310 витков ПЭЛ 0,61; катушка $L_2$ — 40+60 витков ПЭВ 0,23 и 30+20 витков ПЭВ 0,14; катушка $L_3$ — 65 витков ПЭЛ 0,23. Все катушки имеют стержневые ферритовые сердечники.

нитные проволока, диски, листы. Скорость движения носителя записи не обязательно должна быть постоянной — требуется лишь сохранять приблизительное равенство скоростей записи и воспроизведения. Диктофоны бывают с малым (до 15 *мин*) и большим (несколько часов) временем непрерывной записи. Первые используют в качестве носителя записи магнитный диск и магнитный лист (иногда непрерывный), вторые — магнитную ленту и магнитную проволоку.

6. Разновидностью диктофонов являются так называемые «звуковые блокноты» — портативные аппараты для записи на магнитную ленту или проволоку с автономным питанием и смонтированным внутри микрофоном. Размер их не превышает размеров коробки от папирос, масса ~ 1 *кг*.

### Видеомагнитофоны

**Видеозапись.** Видеозаписью называется запись видеоинформации, получаемой методами телевидения. Сигналограмма с видеозаписью называется в и д е о г р а м м о й.

Обычно запись сигналов изображения производится одновременно с записью сопровождающего звука. В этом случае получают в и д е о ф о н о г р а м м у. В настоящее время для видеозаписи применяют главным образом магнитную систему записи; соответствующие аппараты называются в и д е о м а г н и т о ф о н а м и.

Главная трудность магнитной видеозаписи заключается в необходимости записать и воспроизвести очень широкую полосу частот от 50 *гц* до 6 *Мгц*, соответствующую современному телевизионному стандарту. Для записи сигнала 6 *Мгц* необходима скорость записи 30—40 *м/сек*. При такой скорости длина волны записи, соответствующая колебаниям, близким к низкочастотной границе названной выше полосы, будет очень велика (более 0,5 *м*), что практически делает невозможным их воспроизведение с помощью магнитных головок нормального размера. Частотные искажения при непосредственной записи сигналов 50 *гц* — 6 *Мгц* огромны, а их коррекция практически неосуществима из-за фазовых искажений. Поэтому во всех аппаратах магнитной видеозаписи применяют частотную модуляцию видеосигналом вспомогательного сигнала, в результате которой спектр сигнала сдвигается в область высоких частот. ЧМ сигнал записывается на ленту, и трудности воспроизведения низкочастотных составляющих, таким образом, устраняются. При воспроизведении ЧМ сигнал демодулируется.

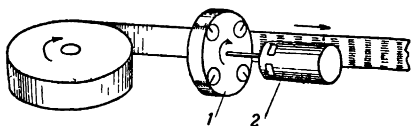



Рис. 16-77. Использование строчной записи в видеомагнитофоне.

*1* — вращающийся блок магнитных головок; *2* — двигатель вращающегося блока головок.

Для того чтобы достичь высокой скорости записи при умеренной скорости ленты, во всех видеомагнитофонах применяют наклонно-строчную запись с помощью вращающегося блока магнитных головок (рис. 16-77). Сопровождающий видеосигнал звук записывается продольно со стороны одного из краев магнитной ленты.

**Элементы конструкции.** В зависимости от количества магнитных головок во вращающемся блоке различают и конструкции видеомагнитофонов. Наиболее распространены ч е т ы р е х г о л о в о ч н ы е а п п а р а т ы американской фирмы Ампекс. Четыре головки используются и в отечественном видеомагнитофоне «Кадр». Запись видеосигналов производится на ленте шириной 50,8 *мм*, движущейся со скоростью 39,7 *см/сек*, четырьмя головками блока, вращающегося со скоростью 15 000 *об/мин*. Расположение и размеры дорожек записи показаны на рис. 16-78. Ширина строчки записи 0,25 *мм*, шаг строчек равен 0,4 *мм*. Там же показаны дорожки звукозаписи и записи управляющего сигнала; последний используется при воспроизведении для автоматического регулирования скорости ленты с тем, чтобы избежать искажения изображения вследствие временных ошибок.

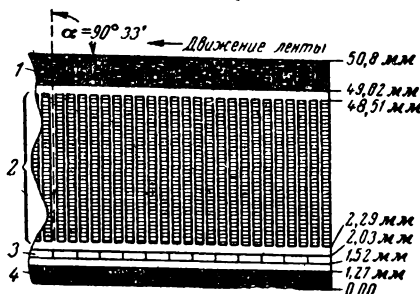



Рис. 16-78. Расположение дорожек записи видеофонограммы.

*1* — дорожка записи звукового сопровождения; *2* — строчки видеозаписи; *3* — дорожка записи режиссерских пояснений; *4* — дорожка записи управляющего сигнала.

Каждая строчка видеозаписи содержит информацию 18 телевизионных строк. Магнитные головки ферритовые с наконечниками из алфенола (Ю-16). Эти же головки используются и при воспроизведении. Относительная скорость движения головок и ленты (скорость записи и скорость воспроизведения) равна 41,4 *м/сек*. Лентопротяжный механизм видеомагнитофона трехмоторный (четвертый двигатель — блока головок), имеет сложную систему авторегулировки скорости.

При двухголовочной конструкции вращающийся блок содержит две диаметрально противоположные головки, каждая из которых наносит на магнитную ленту строчку записи, содержащую информацию одного полукадра изображения. Угол наклона строчки намного меньше, чем при четырехголовочной записи.

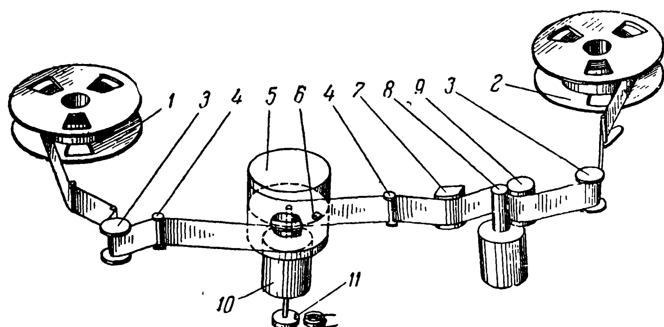



Рис. 16-79. Одноголовочный способ видеозаписи.

1 и 2 — подающая и приемная катушки; 3 — обводные ролики; 4 — направляющие; 5 — направляющий барабан; 6—вращающийся диск с магнитной головкой; 7 — узел магнитных головок для записи звука и управляющего сигнала; 8 — ведущий двигатель; 9 — прижимный ролик; 10 — двигатель вращающейся головки; 11 — датчик управляющих сигналов.

В одноголовочной конструкции (рис. 16-79) лента оборачивается во время движения вокруг гладкого направляющего барабана, разделенного на две части. В щели между ними помещен вращающийся диск с одной магнитной головкой, которая немного выступает за поверхность барабана и касается ленты, нанося на нее строчки записи.

Запись звука и управляющих сигналов, а также система авторегулировки скорости ленты при одно- и двухголовочном способе видеозаписи принципиально те же, что и при четырехголовочном способе [Л. 33].

## Магнитная запись в кино и озвучивание диафильмов

**Способы, применяемые в кино.** Во время профессиональной киносъемки звук записывают на перфорированную магнитную ленту. Благодаря одинаковому шагу перфорации на носителе звукозаписи и на носителе изображения между ними легко сохраняется нужная синхронность. Если при монтаже изображения удален отрезок между 117-й и 126-й перфорациями (считая от начала), то из магнитной ленты удаляется точно такой же участок. После монтажа обе ленты совмещают и с них изготавливают общую копию (готовый кинофильм).

Другой способ синхронной звукозаписи допускает применение при первичной записи неперфорированной магнитной ленты шириной 6,25 *мм*, которую применяют в обычных магнитофонах. Это так называемый «способ пилот-тона». Во время съемки на магнитную ленту, кроме звука, записывается сигнал (пилот-тон), вырабатываемый датчиком в кинокамере. Частота пилот-тона определяется скоростью движения кинопленки и при номинальном ее значении выбирается равной 24, 25 или 50 *гц*. Если кинокамера имеет синхронный двигатель, питаемый от сети переменного тока, то последняя может использоваться как источник пилот-тона. Пилот-тон может записываться или на отдельной дорожке записи, или добавляться к звуковому сигналу и записываться вместе с ним. В некоторых устройствах пилот-тон предварительно модулирует вспомогательное колебание и потом записывается на ленту; э. д. с. головки при воспроизведении пилот-тона получается в этом случае намного больше.

В последнее время распространение получила запись пилот-тона с помощью специальной магнитной головки, у которой рабочий зазор шириной 0,5 *мм* расположен вдоль оси ленты (рис. 16-80). Эта головка располагается за головкой, записывающей звук, в направлении движения ленты. Таким образом, пилот-тон записывается поверх фонограммы, частично стирая запись

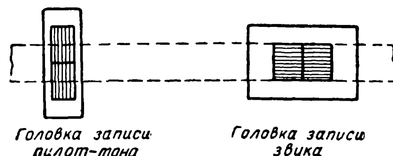



Рис. 16-80. Запись пилот-тона на магнитной ленте.

звука. Благодаря взаимно перпендикулярным направлениям намагничивания сигналограмма пилот-тона не создает помех фонограмме. При воспроизведении пилот-тон используется в качестве источника сигнала, приводящего в движение кинопроектор или чаще синхронный магнитофон с перфорированной магнитной лентой, на которую перезаписывается звук, после чего получается обычная сихронная фонограмма.

### Запись звука при любительской киносъемке

По содержанию такая запись представляет собой комментарии автора фильма к событиям, показываемым на экране. Запись

возможна на любом магнитофоне широкого применения. Во время записи на экран одновременно проецируется фильм для того, чтобы комментарии соответствовали сюжету. При воспроизведении это соответствие может нарушиться, так как скорости движения ленты в магнитофонах широкого применения и кинопленки в любительских кинопроекторах изменяются в значительных пределах и могут при воспроизведении существенно отличаться от скоростей при записи.

Для устранения этого недостатка необходимо применять принудительную синхронизацию магнитофона с кинопроектором.

Один из способов синхронизации состоит в том, что в магнитофоне и кинопроекторе устанавливают одинаковые кольцевые коммутаторы, приводимые в движение в первом случае магнитной лентой, во втором — кинопленкой (рис. 16-81). При номинальных скоростях ленты и пленки оба коммутатора должны вращаться с одинаковой угловой скоростью. Двигатель кинопроектора устанавливают в режим, при котором скорость кинопленки выше номинальной, поэтому ползунок коммутатора на кинопроекторе опережает ползунок коммутатора на магнитофоне. В момент, когда ползунки одновременно замкнут цепь *а — б*, двигатель кинопроектора выключится (с помощью реле) и движение кинопленки притормозится до тех пор, пока ползунок в кинопроекторе не отстанет по положению от ползунка в магнитофоне. Тогда скорость снова начнет увеличиваться и процесс повторится. Всякие изменения скорости ленты в магнитофоне вызывают пропорциональные изменения скорости кинопленки, и синхронность звука с изображением сохраняется удовлетворительно.

Подробности об устройстве синхронизаторов для любительской киносъемки можно найти в литературе [Л. 32].

**Озвученный диапроектор.** С помощью магнитофона можно воспроизводить предварительно записанные комментарии к диафильму и автоматизировать смену его кадров. Для этого в диапроекторе устанавливают электромагнит, связанный с механизмом, передвигающим кинопленку на следующий кадр. Электромагнит включается от сигналов управления, записанных на магнитную ленту в паузах между комментариями. В качестве таких сигналов могут использоваться и сами паузы, если звуковыми сигналами через полупроводниковый диод запирать лампу, в анодной цепи которой включен исполнительный электромагнит. Выбором постоянной времени в цепи сетки лампы можно достичь такой работы схемы, когда смена кадра будет происходить при паузах, превышающих 1,5—2 *сек*, и не будет происходить на более коротких паузах, возможных по ходу комментариев.

### Измерительные магнитные ленты

**Назначение и типы.** Измерительные магнитные ленты (измерительные ленты) предназначены для проверки и испытания магнитофонов. Они содержат нормированные записи, позволяющие правильно установить угол наклона рабочих зазоров магнитных головок, определить усиление и частотную характеристику канала воспроизведения и измерить коэффициент колебаний скорости ленты и коэффициент детонации.

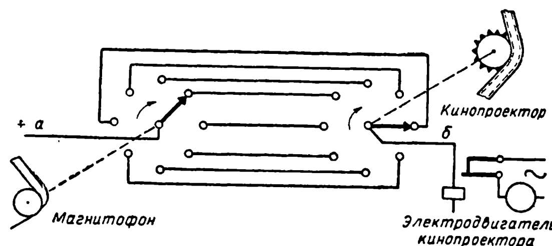


Рис. 16-81. Схема устройства для синхронизации магнитофона и кинопроектора.

До 1965 г. для магнитофонов, использующих магнитную ленту шириной 6,25 *мм*, измерительные ленты выпускались под названиями РТ-76, РТ-38, РТ-19 и РТ-9, в которых цифры означали округленные величины скоростей ленты. С 1965 г. в связи с изменением норм на частотную характеристику канала воспроизведения они заменены измерительными лентами ЛИР. Ниже приводятся их основные технические данные. Измерительные ленты ЛИР различаются по типам, группам и частям.

**Тип I** предназначен для проверки монофонических магнитофонов с шириной дорожки записи 6,25 *мм*.

**Тип II** предназначен для проверки монофонических магнитофонов с шириной дорожки записи 2,5 *мм*.

**Тип III** предназначен для проверки стереофонических магнитофонов с шириной дорожки записи 2,5 *мм*.

**Тип IV** предназначен для проверки стереофонических и монофонических магнитофонов с шириной дорожки записи 1 *мм*.

Ширина дорожки записи в измерительных лентах (кроме типа I) делается несколько большей, чем в магнитофонах, для которых они предназначены (рис. 16-82).

В зависимости от скорости движения измерительные ленты разделяются на четыре группы, обозначаемые: 76, 38, 19 и 9. В зависимости от характера записи измерительные ленты разделяются на три части:

часть У — для проверки усиления канала воспроизведения;

часть Ч — для проверки частотной характеристики канала воспроизведения и положения рабочих зазоров магнитных головок;

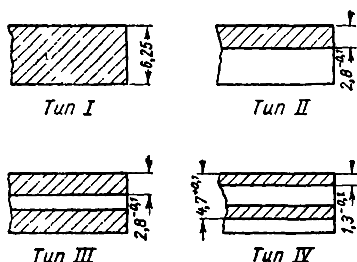



Рис. 16-82. Расположение дорожек записи в измерительных лентах разных типов.

часть Д — для измерения коэффициента детонации и коэффициента колебаний скорости ленты.

Измерительные ленты ЛИР изготавливаются со следующими сочетаниями типов, групп и частей:

| Тип | I | II | III | IV |
|---|---|---|---|---|
| Группа | 76, 38, 19 | 19, 9 | 38, 19,9 | 19, 9 |
| Часть | У, Ч, Д | У, Ч | У, Ч | У, Ч |

Пример обозначения измерительной ленты: ЛИР II—19У.

**Содержание записи в измерительных лентах.** На ленте (часть У) записан сигнал 400 *гц* +3%, коэффициент 3-й гармоники при измерении на выходе стандартного канала воспроизведения ⩽ 3% для группы 76 и ⩽ 2% для остальных групп. Уровень записи равен максимально допустимому, что соответствует эффективному значению удельного остаточного магнитного потока 160 *нвб/м* для группы 76 и 256 *нвб/м* для остальных групп или максимальному значению потока, в $\sqrt{2}$ раз большему названных величин.

Часть Ч записана при угле наклона магнитной головки записи 90°±2 *мин*. Записаны сигналы различной частоты в следующей последовательности:

группы 76 и 38: 400, 12 500, 400, 31,5, 63, 125, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000, 6 300, 8 000, 10 000, 12 500 и 16 000 *гц*;

группа 19: 400, 10 000, 400, 31,5, 40, 63, 80, 125, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000, 6 300, 8 000, 10 000, 12 500 и 16 000 *гц* (измерительные ленты II и IV типов не содержат записи сигнала 16 000 *гц*);

группа 9: 400, 6 300, 400, 31,5, 40, 63, 80, 125, 250, 500, 1 000, 2 000, 4 000, 6 300, 8 000 и 10 000 *гц*.

Уровень записи на низких частотах равен примерно 10% от максимального. Номинальные частотные характеристики остаточного магнитного потока в частях Ч изображены на рис. 16-83.

Часть Д содержит запись сигнала 3 150 *гц* ±3%, произведенную на прецизионном лентопротяжном механизме. Колебания длины волны записи не превышают 0,06% для групп 76 и 38, 0,15% для группы 19 и 0,2% для группы 9. Уровень записи этой части ~ 25% от максимального.

*Сравнение новых и старых измерительных лент.* Части У, Ч и Д новых измерительных лент ЛИР и старых РТ одинаковы по своему назначению.

Часть РТ-У отличается от ЛИР-У тем, что уровень ее записи вдвое меньше.

Части Ч в измерительных лентах РТ для скоростей 19 и 9,5 *см/сек* отличаются по частотной характеристике от соответственных частей измерительных лент ЛИР: ленты РТ соответствовали постоянным времени коррекции 100 *мксек* (19 *см/сек*) и 200 *мксек* (9,5 *см/сек*); ленты ЛИР соответствуют новым стандартным значениям: 70 *мксек* (19 *см/сек*) и 140 *мксек* (9,5 *см/сек*). Для сравнения на рис. 16-83 вместе с частотными характеристиками новых измерительных лент изображены и частотные характеристики старых лент. Для скоростей 76 и 38 *см/сек* значение $\tau = 35$ *мксек* осталось без изменения.

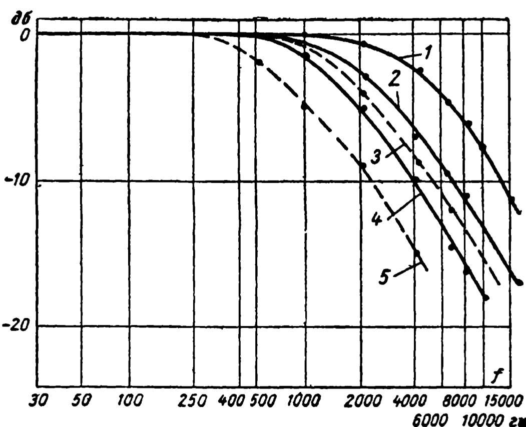



Рис. 16-83. Частотные характеристики остаточного магнитного потока в измерительных лентах (части Ч).

*1* — ЛИР 76 (РТ-76) и ЛИР 38 (РТ-38); *2* — ЛИР 19; *3* — РТ-19, *4* — ЛИР 9, *5* — РТ-9.

Зная отличие старых измерительных лент от новых, их можно использовать, внося в измерения соответствующие поправки. Все измерительные ленты РТ были типа I, т. е. имели дорожку записи шириной 6,25 *мм*. Использование их для проверки магнитофонов с более узкой дорожкой записи приводило часто к ошибкам по двум причинам:

1) намагниченность ленты неодинакова по ее ширине. Воспроизводя запись на та-

кой ленте, с разных краев можно получить сильно различающиеся результаты;

2) при скоростях 76, 38 и 19 *см/сек* на низких частотах наблюдается ложное повышение напряжения на выходе канала воспроизведения, объясняемое влиянием на узкую воспроизводящую головку смежных областей широкой дорожки записи; на частоте 30 *гц* ошибка достигает +8 *дб* при 76 *см/сек*, +5 *дб* при 38 *см/сек* и +3 *дб* при 19 *см/сек*, соответственно на частоте 400 *гц* ошибка равна +3, +2 и +1,25 *дб*. На более высоких частотах, а также при меньших скоростях ошибкой можно пренебречь.

*Уравнение частотной характеристики измерительной ленты (часть Ч):*

$$\frac{\Phi}{\Phi_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}},$$

где $\tau$ — нормированная постоянная времени коррекции, *сек*,

$\Phi_0$ — остаточный магнитный поток на самой низкой частоте

Пользуясь этим уравнением, можно рассчитать ход частотной характеристики любой измерительной ленты.

В измерительных лентах ЛИР групп 38, 19 и 9 выполняется соотношение $v\tau = \text{const}$ ($v$ — скорость ленты) и для них справедливо общее волновое уравнение

$$\frac{\Phi}{\Phi} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{7\,000}{\lambda^3}}},$$

где $\lambda$ — длина волны записи, *мк*.

*Перфорированные измерительные ленты.* Изготавливаются измерительные перфорированные магнитные ленты для проверки каналов воспроизведения магнитофонов и кинопроекторов, в которых используются 16 и 35-миллиметровые перфорированные магнитная лента и кинопленка. Постоянные времени коррекции равны соответственно 35 и 100 *мксек*. Максимальный уровень записи соответствует эффективному значению удельного остаточного магнитного потока низкочастотного гармонического сигнала 320 *нвб/м*.

**Пользование измерительными лентами** Измерительные ленты изнашиваются в процессе эксплуатации, поэтому полезно периодически сопоставлять их с измерительной лентой, хранимой как образец. Измерительные ленты следует беречь от пыли, опасных климатических воздействий, от нежелательного намагничивания. Для этого лентопротяжный механизм перед установкой измерительной ленты, надо тщательно размагничивать, ленты хранить в сухом нежарком месте упакованными в полистироловый пакет и картонную коробку. Следует избегать намотки измерительной ленты на катушки малых размеров, так как при этом лента растягивается и искривляется. При перемотке надо следить, чтобы измерительная лента наматывалась ровно, без ребер.

## 16-8. МЕХАНИЧЕСКАЯ ЗАПИСЬ И ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ЗВУКА

### Грампластинки, типы и параметры

**Классификация** Выпускаемые в настоящее время граммофонные пластинки разделяются на:

1) пластинки монофонические с широкой канавкой (обычные), обозначаемые МШ и предназначенные для акустического воспроизведения с помощью граммофона и электрического воспроизведения с помощью электропроигрывателей и электрофонов;

2) пластинки монофонические с узкой канавкой (долгоиграющие), обозначаемые МУ и предназначенные только для электрического воспроизведения;

3) пластинки стереофонические, обозначаемые С и предназначенные для электрического воспроизведения с помощью стереофонических электропроигрывателей и электрофонов.

Увеличение длительности звучания долгоиграющих и стереофонических пластинок по сравнению с обычными достигается в результате сокращения расстояния между соседними канавками (называемого шагом записи) и меньшей скорости вращения пластинки. Сближение канавок заставляет уменьшать их размеры, отчего такую запись называют часто микрозаписью.

Таблица 16-12

**Пластинки граммофонные**

| Обозначечия типов | Скорости вращения, *об/мин* | Форматы | | Масса не более, *г* |
|---|---|---|---|---|
| | | Обозначение | Диаметр, *мм* | |
| МУ и С | $33^1/_3$ | $Ф_{17}$<br>$Ф_{25}$<br>$Ф_{30}$ | 174<br>250<br>301 | 50<br>140<br>220 |
| | 45 | $Ф_{17}$ | 174 | 50 |
| МШ | 78 | $Ф_{20}$<br>$Ф_{25}$ | 200<br>250 | 110<br>196 |

Грампластинки и запись на них должны удовлетворять требованиям, изложенным в стандартах: ГОСТ 7893-61 (звукозапись механическая на диск) и ГОСТ 5289-61 (пластинки граммофонные). В табл. 16-12 приведены скорости вращения, размеры и масса пластинок. На каждой стороне пластинки, считая от края, располагаются следующие зоны:

а) зона борта, содержащая вводную канавку;

б) зона записи;

в) зона зеркала, содержащая выводную канавку, переходящую в концентрическую замкнутую канавку, и выгравированный номер записи;

г) зона этикетки, содержащая этикетку и центровое отверстие.

Диаметр центрового отверстия равен $7{,}24^{+0{,}09}$ *мм*, его эксцентриситет относительно записи не должен превышать 0,2 *мм* для типов МУ и С и 0,25 *мм* для типа МШ. Пластинки, рассчитанные на скорость 45 *об/мин*, имеют центровое отверстие диаметром 38,15 *мм*.

### Запись грампластинок

Первоначальная запись грампластинок производится на алюминиевый диск, покрытый застывшим слоем лака. С каждым оборотом диска записывающее устройство (рекордер) автоматически смещается по направлению к центру, благодаря чему на поверхности диска резец рекордера вырезает спиральную канавку; размеры канавок приведены на рис. 16-84.

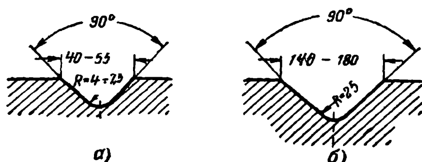



Рис. 16-84. Канавки зоны записи грампластинки.
*а* — запись МУ и С; *б* — запись МШ.

Для увеличения продолжительности звучания при записи долгоиграющих и стереофонических грампластинок применяют автоматическую регулировку шага записи (т. е. расстояния между соседними канавками), чтобы при слабом записываемом сигнале это расстояние сокращалось, а при сильном увеличивалось.

«Отдача» грампластинки, под которой понимают ее громкость при акустическом воспроизведении на граммофоне или э. д. с. электромагнитного звукоснимателя при электроакустическом воспроизведении, пропорциональна колебательной скорости иглы при воспроизведении и соответственно колебательной скорости резца при записи. Поэтому колебательная скорость, равная произведению амплитуды на частоту колебаний, выбирается в качестве основного параметра записи. Максимально допустимый уровень записи соответствует на средних частотах колебательной скорости 10—12 *см/сек* для пластинок МУ, 16 *см/сек* для пластинок МШ и 7—8,5 *см/сек* для стереофонических пластинок или максимальному смещению резца из нейтрального положения не более 25 *мк* (МУ) и 40 *мк* (МШ).

Уровень записи на лаковом диске или грампластинке легко контролировать по так называемому блику, представляющему собой световую фигуру, наблюдаемую на поверхности пластинки при ее освещении параллельным пучком света. Ширина блика не превышает 40 *мм* для обычной записи (МШ) и 60 *мм* для микрозаписи (МУ).

По ряду причин в канале записи целесообразно иметь неравномерную частотную характеристику (рис. 16-85), которая компенсируется обратной по форме характеристикой канала воспроизведения.

После записи поверхность лакового диска покрывают тонким слоем серебра, на который в гальванической ванне наращивают толстый слой меди. Последний после отделения от лакового диска образует так называемый первый оригинал. Поверхность первого оригинала имеет рельеф, обратный рельефу записанного лакового диска. Поэтому первый оригинал можно использовать как матрицу для прессования грампластинок. Практически в целях сохранения первого оригинала с него снимают гальваническим путем второй, со второго третий и т. д., а в качестве матрицы используют третий, пятый или седьмой оригинал [Л. 2].

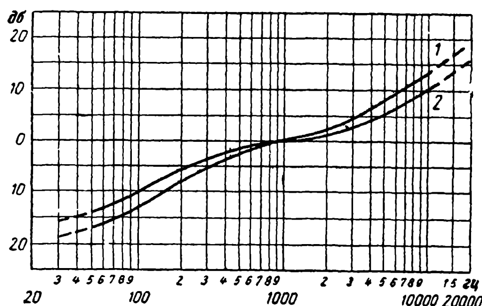



Рис. 16-85. Частотная характеристика канала записи грампластинок.
*1* — запись МУ и С; *2* — запись МШ.

При записи стереофонических грампластинок канавка модулируется одновременно сигналами, поступающими по двум каналам. На внутренней стенке канавки (обращенной к центру пластинки) записываются сигналы левого, а на наружной — сигналы правого канала (рис. 16-86). Для такой записи рекордер должен иметь специальное устройство, чтобы резец мог перемещаться в двух направлениях.

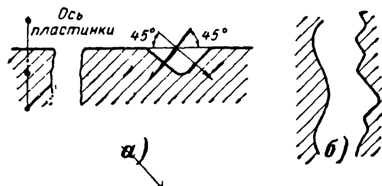



Рис. 16-86. Канавка стереофонической записи.
*а* — направления записи; *б* — вид канавки сверху.

Стереофонические пластинки записываются на скорости $33\frac{1}{3}$ *об/мин*. По размерам канавки (рис. 16-86) они относятся к микрозаписи.

*Любительские грампластинки.* Некоторое распространение имеют пластинки, записываемые с помощью самодельных записывающих станков на дисках из целлулоида. При малой скорости вращения (16 и 8 *об/мин*) они позволяют получить очень большую (более часа) длительность звучания и удобны, в частности, для учебных целей. Для повышения качества записи поверхность диска перед записью подвергают специальной обработке, а запись производят нагретым резцом [Л. 4].

*Звуковой журнал «Кругозор».* Так называется журнал, содержащий комплект гибких грампластинок, отштампованных на тонкой (0,3 *мм*) пленке. Размер канавки у них еще меньше, чем при микрозаписи. Поэтому воспроизведение требует аккуратности и должно осуществляться только с помощью электропроигрывателя для долгоиграющих или стереофонических пластинок.

### Воспроизведение грамзаписи

В настоящее время воспроизведение грамзаписи осуществляется почти исключительно электроакустическим способом с помощью электропроигрывателей или электрофонов. Электропроигрыватель содержит приводной механизм, вращающий грампластинку и звукосниматель. В состав электрофона входят, кроме того, усилитель и громкоговоритель. В свою очередь, звукосниматель состоит из тонарма и головки звукоснимателя.

Требования к электропроигрывателям изложены в ГОСТ 8383-63. В зависимости от качественных показателей и эксплуатационных данных проигрыватели изготавливаются I, II и III классов.

**Звукосниматели.** Наиболее распространены магнитные и пьезоэлектрические звукосниматели. Отечественная промышленность изготовляет главным образом звукосниматели второго типа. Они просты, дешевы, легки и не требуют специальной частотной характеристики усилителя. Например, звукосниматель ЗПК-56 имеет две переключаемые иглы (для обычных и долгоиграющих пластинок) и развивает э. д. с. до 1 *в*. Входное сопротивление усилителя, к которому подключается пьезоэлектрический звукосниматель, должно быть высоким (не менее 0,5 *Мом*). При магнитном звукоснимателе входное сопротивление может быть меньшим, но частотная характеристика усилителя должна быть обратна частотной характеристике записи (рис. 16-85).

Фактически при любом звукоснимателе в усилителе приходится корректировать частотные искажения звукоснимателя, поэтому наиболее подходящим для воспроизведения грамзаписи является усилитель с двумя раздельными регуляторами тембра на низких и высоких частотах, например от хорошего радиоприемника.

В современных звукоснимателях используются постоянные корундовые иглы. Так как иглы для обычных и долгоиграющих пластинок различаются своими размерами (рис. 16-87), головки звукоснимателей делают сменными (каждая для определенного

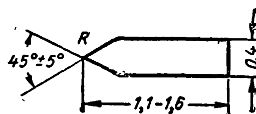



Рис. 16-87. Граммофонные иглы. Радиус закругления равен 12—15 *мк* (для пластинок С), 16—19 *мк* (для пластинок С и МУ), 18—26 *мк* (для пластинок МУ) и 55—70 *мк* (для пластинок МШ).

вида пластинок) или снабжают двумя иглами с переключателем. Рабочие положения переключателя, а также сменные головки имеют цветные обозначения (табл. 16-13).

Таблица 16-13

**Головки звукоснимателя**

| Виды грампластинок | Обозначения головки или положений переключателя игл: основные | Обозначения головки или положений переключателя игл: дополнительные | Цвет обозначения |
|---|---|---|---|
| МУ | М | △ | Красный |
| С | С | ○○ | Белый |
| МУ и С (воспроизведение одной иглой) | МС | △ ○○ | Красный с белым |
| МШ | 78 | □ | Зеленый |

**Тонарм.** Для облегчения следования иглы по канавке, звукосниматель должен быть определенным образом ориентирован относительно грампластинки. Это обеспечивают, придавая тонарму изогнутую форму. Рекомендуемые размеры приведены на рис. 16-88.

Износ пластинки зависит от давления, оказываемого иглой на канавку, которое называется *приведенным весом* звукоснимателя. Приведенный вес регулируется с помощью противовеса или пружины в тонарме. Для воспроизведения монофонической записи (МШ и МУ) рекомендуется приведенный вес примерно 0,05—0,1 *н* (5—10 *Г*), и для стереофонической примерно 0,03—0,04 *н* (3—4 *Г*). Нельзя устанавливать

очень малый приведеный вес, так как игла не будет надежно следовать по канавке и звукосниматель может соскакивать с пластинки.

**Воспроизведение стереозаписи.** Для воспроизведения записи на стереофонических грампластинках в электропроигрывателе требуется специальный стереозвукосниматель, представляющий собой два раздельных электромеханических преобразователя

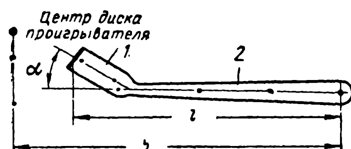



Рис. 16-88. Рекомендуемые размеры тонарма звукоснимателя.

α (угол коррекции) 27°20′; *l* (рабочая длина звукоснимателя) 194,5 *мм*; *h* (установочная база звукоснимателя) 175 *мм*; *1* — головка звукоснимателя; *2* — тонарм

соединенных с общей иглой. Запись на одной стенке канавки вызывает появление э. д. с. только на одном из выходов звукоснимателя [Л. 34]. Число выводов головки стереозвукоснимателя может быть 3 или 4. Нумерация выводов и их цветная маркировка приведены в табл. 16-13.

Таблица 16-14

**Головка стереозвукоснимателя**

| Количество выводов | Назначение вывода | Номер вывода | Цвет провода или его маркировки |
|---|---|---|---|
| 3 | Левый канал<br>Общий („земля“)<br>Правый канал | 1<br>2<br>3 | Белый<br>Черный<br>Красный |
| 4 | Левый канал<br>Левый канал („земля“)<br>Правый канал<br>Правый канал („земля“) | 1<br>2<br>3<br>4 | Белый<br>Синий<br>Красный<br>Зеленый |

Стереозвукосниматель подсоединяется к двухканальному усилителю с двумя разнесенными громкоговорителями. Регулировка громкости, тембра и баланса производятся, как и в стереомагнитофоне (см. § 16-7).

Так как стереофонический звукосниматель чувствителен к вертикальным перемещениям иглы, движущий механизм проигрывателя должен быть очень хорошо изготовлен и отрегулирован, чтобы не создавать во время работы вибраций.

Стереофонические и монофонические грампластинки обладают свойством *совместимости*. Это означает, что стереофоническую грампластинку можно проигрывать и на обычном проигрывателе для долгоиграющих монофонических пластинок. При этом записанные сигналы правого и левого каналов автоматически складываются в звукоснимателе и пластинка звучит как обычная, монофоническая. С другой стороны монофоническую запись на долгоиграющей пластинке (МУ) можно воспроизводить стереофоническим звукоснимателем, используя один или оба канала. Естественно, что звук при этом не становится стереофоническим.

ЛИТЕРАТУРА


1. Крайзмер Л. П., Устройства хранения дискретной информации, Госэнергоиздат, 1961.
2. Аполлонова Л. П. и Шумова Н. Д., Механическая звукозапись, изд-во «Энергия», 1964.
3. Темников Ф. Е., Автоматические регистрирующие приборы. Государственное научно-техническое издательство машиностроительной литературы, 1960.
4. Васильев Г. А., Запись звука на целлулоидных дисках, Госэнергоиздат, МРБ, 1961.
5. Парфентьев А. И. и Пуссэт Л. А., Физические основы магнитной записи звука, Государственное издательство технико-теоретической литературы, 1957.
6. Реферативный журнал «Автоматика и радиоэлектроника», изд. ВИНИТИ, раздел «Запись и воспроизведение электрических сигналов», рефераты за 1963, 1964 и 1965 гг.
7. Корольков В. Г., Процесс магнитной записи с высокочастотным подмагничиванием, Труды ВНИИРТ, вып. 4 (14), 1966.
8. Самосский В. А., Влияние климатических условий на стабильность параметров магнитной записи, Труды ВНАИЗ, № 9, 1961.
9. Мазо Я. А., Ястржембская Н. И., Исследование явления копир-эффекта при магнитной записи Труды ВНИИРТ, № 1 (11), 1964.
10. Мазо Я. А., Методика лабораторных измерений рабочих свойств магнитных лент, Труды ВНИИРТ, № 2 (12), 1964.
11. Баркова М. В., Калантарова М С., Липкие ленты для соединения магнитных лент, Труды ВНАИЗ, № 7, 1960.
12. Элиасберг И. И., Теряева И. М., Опыты разработки телевизионных магнитных лент, Труды ВНАИЗ, № 9, 1961.
13. Калантарова М. С., Методика физико-механических испытаний магнитных лент, Труды ВНИИРТ, № 1 (11), 1964.
14. Смирнов В. С., Дисковый диктовальный аппарат типа НДД-54, Труды ВНАИЗ, № 2, 1957.
15. Трифонова Н. А., Котляревская Л. Г., Мешечко Е. О., Новые магнитные диски, Труды ВНИИРТ, № 3 (13), 1965.
16. Терминология в области записи и воспроизведения информации, в частности магнитной записи, Труды ВНИИРТ, № 2 (12), 1964.
17. Мазо Я. А., Исследование проволочных носителей записи, Труды ВНАИЗ, № 10, 1962.
18. Мазо Я. А., Методика измерения электроакустических свойств проволочных носителей, Труды ВНАИЗ, № 10, 1962.
19. Арнольд Р. Р., Маркович Л. Ю., Характеристики и конструкции воспроизводящих головок Холла, Труды ВНИИРТ, № 1 (11), 1964.
20. Ефимов Е. Г., Магнитные головки, изд-во, «Энергия», МРБ, вып. 639, 1967.
21. Камрас М., Электронная головка для воспроизведения записей на магнитной ленте, Экспресс-информация, «Радиолокация, телевидение радиосвязь», 1964, № 4, реферат № 27.
22. Трифонова Н. А., Козлов П. М., Клеи и пасты, применяемые для склейки магнитных головок. Труды ВНАИЗ, № 8, 1961.
23. Ефимов Е. Г., Магнитные головки для звукозаписывающей аппаратуры в радиовещании, Госкомитет СМ СССР по радиовещанию и телевидению, Москва, 1963.
24. Василевский Ю. А. Термопластическая запись, Сборник переводных статей, изд-во «Искусство», 1966.

25. Корольков В. Г. и Лишин Л. Г., Электрические схемы магнитофонов, изд-во «Энергия», МРБ, вып. 655, 1967.

26. Техника магнитной записи. Сборник переводов под ред. проф. М. А. Розенблата, изд-во иностранной литературы, Москва, 1962.

27. Василевский Д. П., Шлейснер Р. Р., Вроблевский А. А., Бесконтактная магнитная запись и воспроизведение, Труды ВНАИЗ, № 10, 1962.

28. Алексеев Г. И., Разработка элементов управляемой линии задержки для видеозаписи, Труды ВНИИРТ, № 11, 1964.

29. Альтрихтер Э., Магнитная лента, Издательство иностранной литературы, 1959.

30. Курбатов Н. В., Яновский Е. Б., Справочник по магнитофонам, изд-во «Энергия», МРБ, вып. 606, 1966.

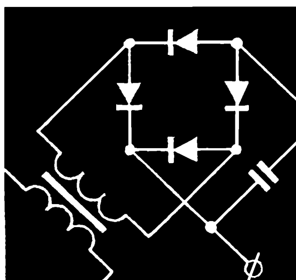
31. Шлейснер Р. Р., Ремонт бытовых магнитофонов, изд-во «Легкая индустрия», Москва, 1965.

32. Борисов Е. Г., Самодуров В. Д., Аппаратура для озвучивания любительских фильмов, Госэнергоиздат, МРБ, вып. 640, 1963.

33. Лазарев В И., Пархоменко В. И., Магнитная запись телевизионных изображений, Госэнергоиздат, МРБ, вып. 462, 1963.

34. Бектабегов А. К., Усачев В. В., Стереофонические звукосниматели, изд-во «Энергия», МРБ, вып. 552, 1964.

35. Парфентьев А. И., Основы фотографической записи звука, Госкиноиздат, 1947.



# РАЗДЕЛ 17

# ЭЛЕКТРОПИТАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ



СОДЕРЖАНИЕ



## 17-1. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

### Общие сведения

Назначение выпрямительного устройства состоит в преобразовании переменного напряжения питающей сети в более высокое или низкое постоянное напряжение. Выпрямленные постоянные напряжения используются для питания всевозможных электронных устройств, в состав которых в подавляющем большинстве случаев входят питающие их выпрямители.

Основным элементом выпрямительного устройства является **электрический вентиль**—нелинейный прибор, сопротивление которого для прямого направления тока в сотни—тысячи раз меньше, чем для обратного направления. В качестве электрических вентилей широко применяются электронные электровакуумные вентили, (кенотроны), ионные электровакуумные приборы (газотроны, тиратроны) и полупроводниковые вентили.

Методы расчета выпрямителей являются общими для схем со всеми типами вентилей.

Для схем выпрямителей принципиальное значение имеет характер нагрузки, включенной на выходе, т. е. схема сглаживающего фильтра. На рис. 17-1 показаны формы тока в фазе двухполупериодной схемы выпрямителя со средней точкой при работе на фильтр, начинающийся с емко-

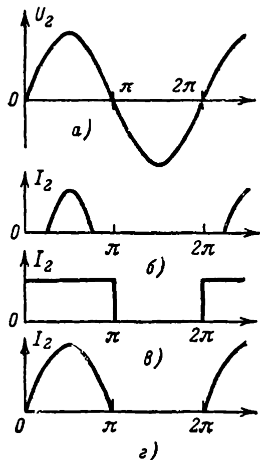



Рис. 17-1. Напряжение и формы тока в фазе двухполупериодной схемы выпрямителя со средней точкой.

сти (рис. 17-1,*б*), с индуктивности (рис. 17-1, *в*) и на активную нагрузку без фильтра (рис. 17-1, *г*). В первом случае форма тока представляет собой верхушку синусоиды с продолжительностью менее полупериода; во втором случае ток имеет прямоугольную форму с продолжительностью, равной полупериоду; в третьем случае форма тока представляет собой полную полусинусоиду. Это приводит к тому, что методы расчета выпрямителей с различным характером нагрузки существенно отличаются друг от друга.

В устройствах малой и частично средней мощности широко используются выпрямители, работающие на фильтр, начинающийся с емкости. Хотя эти выпрямители обладают более низким к. п. д. по сравнению с выпрямителями, работающими на индуктивность, они позволяют получать хорошее сглаживание выпрямленного напряжения при малых размерах фильтра. Выпрямители, работающие на емкость, используются в широком диапазоне выпрямленных напряжений (от единиц вольт до десятков киловольт). Чтобы не применять конденсаторов очень большой емкости, выпрямленные токи не должны превышать нескольких сотен миллиампер.

В устройствах средней и частично малой мощности используются выпрямители, работающие на фильтр, начинающийся с индуктивности. Эти выпрямители обладают более высоким к. п. д. и меньшим внутренним сопротивлением по сравнению с выпрямителями, работающими на емкость. Выпрямители, работающие на индуктивность, применяются при больших токах нагрузки (свыше 1 *а*) в широком диапазоне выпрямленных напряжений. Кроме того, эти выпрямители целесообразно применять в тех случаях, когда требуется ограничить величину импульса тока через вентиль. Если переменное напряжение источника стабилизировано по среднему значению (как это бывает в источниках напряжения прямоугольной формы с интервалом между импульсами), то для сохранения стабильности выпрямленных напряжений необходимо использовать выпрямители, работающие только на индуктивность.

Недостатком выпрямителей, работающих на индуктивность, являются перенапряжения, возникающие на выходной емкости фильтра при включении выпрямителя и резких изменениях тока нагрузки. Это может привести к повреждениям в цепях нагрузки и особенно опасно для полупроводниковых схем.

Выпрямители без сглаживающего фильтра применяются сравнительно редко. Однако они находят применение для питания коммутационной аппаратуры (реле, контакторы) и в тех случаях, когда пульсация напряжения на нагрузке не имеет существенного значения. Многофазные схемы выпрямителей (например, схема Ларионова) часто позволяют обойтись без сглаживающего фильтра.

Расчет выпрямителя сводится к выбору схемы и типа вентилей, расчету режима вентилей, действующих значений токов и напряжений трансформатора и определению параметров сглаживающего фильтра. В тех случаях, когда нельзя подобрать стандартные трансформатор и дроссель фильтра, производится конструктивный расчет этих элементов.

### Электрические вентили

В выпрямительных схемах применяются кенотроны, газотроны, тиратроны, селеновые, германиевые и кремниевые вентили. В большинстве случаев кенотроны, газотроны и тиратроны применяются в высоковольтных выпрямителях средней мощности. Германиевые и кремниевые диоды используются при сравнительно низких выпрямленных напряжениях (до 3—5 *кв*), причем в настоящее время применяются в основном кремниевые диоды. Германиевые диоды в новых разработках не используются, и их применение ограничивается только теми случаями, когда важно уменьшить прямое падение напряжения на вентилях (например, при малых выпрямленных напряжениях). Селеновые вентили находят применение в низковольтных выпрямителях, а также в очень маломощных высоковольтных выпрямителях для питания ЭЛТ, где они успешно конкурируют с высоковольтны-

ми кремниевыми выпрямительными столбами, обладая меньшим весом, габаритами и значительно большей устойчивостью к коротким замыканиям нагрузки.

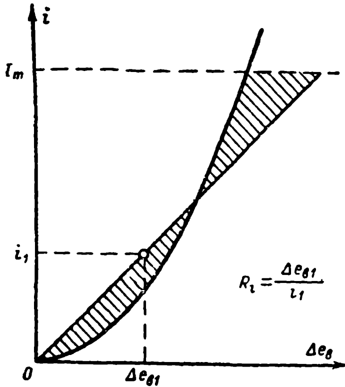



Рис. 17-2. Определение внутреннего сопротивления $R_i$ из статической вольт-амперной характеристики.
$I_m$ — амплитудное значение тока через вентиль.

Для расчета схем выпрямителей необходимо знать следующие параметры вентилей

а) максимально допустимое среднее значение выпрямленного тока $I_{0\,в\,макс}$;

б) максимально допустимое амплитудное значение обратного напряжения $U_{обр.макс}$;

в) максимально допустимое амплитудное значение тока через вентиль $I_{m макс}$;

г) внутреннее сопротивление вентиля $R_i$ или падение напряжения на вентиле $\Delta E_в$, определяемые из статических вольт-амперных характеристик вентиля;

д) максимальный обратный ток при максимальном обратном напряжении на вентиле $I_{обр\,макс}$.

Максимальные значения тех или иных параметров зависят от окружающей температуры и других условий (это особенно важно для полупроводниковых вентилей: селеновых, германиевых, кремниевых). Поэтому для определения параметров вентилей в различных климатических и эксплуатационных условиях следует пользоваться соответствующими техническими условиями на вентили и специальной справочной литературой.

Способ определения внутреннего сопротивления $R_i$ кенотрона или селенового вентиля приведен на рис. 17-2.

Площади заштрихованных участков, образованные реальной и идеальной (спрямленной) статическими вольт-амперными характеристиками, должны быть приблизительно равны.

Германиевые диоды не рекомендуется использовать при окружающей температуре выше +60° С, а кремниевые — выше +100° С. Величина $\Delta E_в$, измеренная при постоянном токе, близком к $I_{0\,в.макс}$, составляет у германиевых диодов около 0,5 *в*, а у кремниевых диодов — около 1 *в*.

Максимальное падение напряжения $\Delta E_в$ на кремниевых столбах составляет от 3,5 до 10 *в* в зависимости от типа столба.

При повышении температуры прямое падение напряжения на диодах уменьшается, а обратный ток увеличивается.

При последовательном соединении диодов их необходимо шунтировать выравнивающими сопротивлениями; величина каждого сопротивления должна быть меньше наименьшей величины обратного сопротивления диода. Диоды с обратным током до 100 *мка* рекомендуется шунтировать сопротивлениями из расчета 70 *ком* на каждые 100 *в* (амплитудных) фактического обратного напряжения, а диоды с обратным током свыше 100 *мка* — из расчета 10—15 *ком* на каждые 100 *в* обратного напряжения.

Селеновые вентили находят применение в устройствах, где габариты и вес не имеют решающего значения. Селеновые вентили в отличие от германиевых и кремниевых не боятся кратковременных перегрузок по току

Таблица 17-1

**Основные параметры селеновых элементов (вентилей)**

| Параметры | | Размеры элементов, *мм* | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | 15×15 ⌀18 | 22×22 ⌀25 | 30×30 | 40×40 | 60×60 | 75×75 | 90×90 | 100×100 | 100×200 | 100×300 | 100×400 |
| Максимальный допустимый выпрямленный ток $I_{0\,в.макс}$, *а* | | 0,04 | 0,075 | 0,15 | 0,3 | 0,6 | 1,2 | 1,5 | 2,0 | 4,0 | 6,0 | 8,0 |
| Среднее значение внутреннего сопротивления $R_i$, *ом* | Классы В, Г, Д, серия А (АВС) | 15 | 5 | 2,5 | 1,2 | 0,5 | 0,25 | 0,15 | 0,12 | 0,05 | 0,033 | 0,025 |
| | Классы Е, И, К, серия Г (ТВС) | 19 | 6,2 | 3,1 | 1,5 | 0,62 | 0,31 | 0,19 | 0,15 | 0,06 | 0,04 | 0,03 |

Примечание Максимально допустимая амплитуда обратного напряжения на один элемент зависит от класса применяемых вентилей. Для классов В — 28 *в*, Г — 35 *в*, Д — 42 *в*, Е — 50 *в*, И — 57 *в*, К — 64 *в*.

и могут надежно работать при последовательном соединении большого числа элементов без уравнивающих шунтирующих сопротивлений. Параметры отдельных селеновых элементов приведены в табл. 17-1.

Перечень типов выпускаемых выпрямителей, собранных по различным схемам и с различным числом вентилей (элементов), приводится в технических условиях и справочниках.

В случае применения селеновых выпрямителей в схемах, работающих на емкость, указанные в таблицах максимальные значения выпрямленного тока следует уменьшить на 20%.

Параметры вентилей и столбов указываются обычно для окружающей температуры 20° С. Понижение температуры вызывает увеличение внутреннего сопротивления и возрастание обратного тока. При температуре —60° С выпрямленное напряжение у селеновых выпрямителей может снижаться на 10—15%.

Внутреннее сопротивление $R_i$ обычно приводится для тока $I_{0\,\text{в.макс}}$. Для определения $R_i'$ при другом значении выпрямленного тока можно воспользоваться формулой

$$R_i' = R_i \sqrt{\frac{I_{\text{ов.макс}}}{I_{\text{о.в}}}},$$

где $R_i$ — внутреннее сопротивление, указанное в таблицах.

В технических условиях и справочниках на селеновые выпрямители указывается наибольшее действующее значение подводимого переменного напряжения. Для определения максимально допустимого значения обратного напряжения ($U_{\text{обр.макс}}$) нужно указанное значение умножить на $\sqrt{2}$.

### Работа выпрямителя на емкость

Методика расчета учитывает активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмоток трансформатора. Учет последней необходим при использовании германиевых и кремниевых диодов, а также при расчете высоковольтных выпрямителей с любыми вентилями.

*Исходные данные* для расчета выпрямителя: выпрямленное напряжение $E_0$; выпрямленный ток $I_0$; коэффициент пульсации на входе фильтра (%) $p_0 = \frac{E_{\sim 0}}{E_0} \cdot 100$; напряжение питающей сети (и число фаз) $U_c$; частота питающей сети $f$; амплитуда первой гармоники пульсации на входе фильтра $E_{\sim 0}$.

*Выбор схемы.* Для работы на емкость обычно используют схемы, приведенные на рис. 17-3.

Однополупериодную (однофазную) схему (рис. 17-3, *а*) обычно применяют в маломощных выпрямителях и в тех случаях, когда не требуется высокой степени сглаживания выпрямленного напряжения.

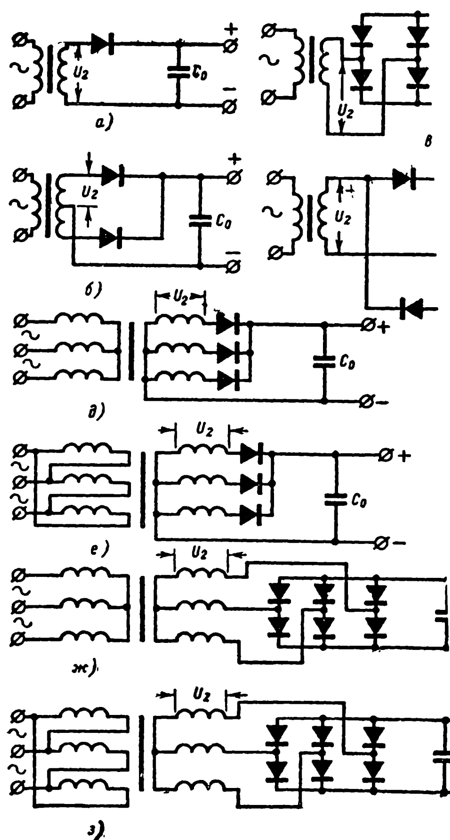



Рис. 17-3. Схемы выпрямителей, работающи на емкость.

Двухполупериодную (двухфазную) с му (рис. 17-3, *б*) применяют при выпр ленных напряжениях до 500—600 *в*. Час та пульсации выпрямленного напряжен в 2 раза больше частоты питающей се что позволяет облегчить сглаживающ фильтр.

В однофазной мостовой схеме (схе Греца, рис. 17-3, *в*) обратное напряжен на вентиле в 2 раза меньше, чем в одн и двухполупериодной схемах, а часто пульсации — такая же, как в двухполуп риодной схеме. В мостовой схеме рекоме дуется использовать полупроводников вентили. При использовании кенотрон или газотронов необходим трансформат с тремя обмотками.

В схеме удвоения напряжения (схе Латура, рис. 17-3, *г*) обратное напряжен на вентиле также в 2 раза меньше, чем одно- и двухполупериодной схемах. Схем применяется при выпрямленных напряж ниях выше 700—800 *в*. Частота пульсаци выпрямленного напряжения в 2 раза бол ше частоты питающей сети.

Трехфазная схема (рис. 17-3, *д*, *е*) ис пользуется для выпрямления не очень вы

Таблица 17-2

**Формулы для расчета выпрямителя, работающего на емкость**

| Схема выпрямителя | $m$ | $I_{0в}$ | $U_{обр}$ | $I_m$ | $K_r$ | $K_L$ | $r$ | $U_{2х}$ | $I_2$ | $I_в$ | $I_1$ | $P_{габ}$ | $VA_2$ | $P_r$ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Однополупериодная (однофазная) | 1 | $I_0$ | $2U_{2х}\sqrt{2} \approx 3E_0$ | $I_0 F_0 \approx 7I_0$ | 2,3 | $4,1 \cdot 10^{-3}$ | $R_i + r_{тр}$ | $B_0 E_0$ | $D_0 I_0$ | $D_0 I_0$ | $n\sqrt{I_2^2 - I_0^2}$ | $2P_0$ | $2,15P_0$ | $\frac{3U_{2х}^2}{N^2 r_ш}$ |
| Двухполупериодная (двухфазная) | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $2U_{2х}\sqrt{2} \approx 3E_0$ | $\frac{I_0}{2} F_0 \approx 3,5I_0$ | 4,7 | $4,3 \cdot 10^{-3}$ | $R_i + r_{тр}$ | $B_0 E_0$ | $D_0 \frac{I_0}{2}$ | $D_0 \frac{I_0}{2}$ | $nI_2\sqrt{2}$ | $1,8P_0$ | $2,15\ P_0$ | $\frac{3U_{2х}^2}{N^2 r_ш}$ |
| Однофазная мостовая (Греца) | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $U_{2х}\sqrt{2} \approx 1,5E_0$ | $\frac{I_0}{2} F_0 \approx 3,5I_0$ | 3,5 | $5 \cdot 10^{-3}$ | $2R_i + r_{тр}$ | $B_0 E_0$ | $D_0 \frac{I_0}{\sqrt{2}}$ | $D_0 \frac{I_0}{2}$ | $nI_2$ | $1,5P_0$ | $1,5P_0$ | $\frac{3U_{2х}^2}{4N^2 r_ш}$ |
| Удвоения напряжения (Латура) | 1 | $I_0$ | $2U_{2х}\sqrt{2} \approx 1,5E_0$ | $I_0 F_0 \approx 7I_0$ | 0,9 | $1,25 \cdot 10^{-3}$ | $R_i + r_{тр}$ | $B_0 \frac{E_0}{2}$ | $D_0 I_0 \sqrt{2}$ | $D_0 I_0$ | $nI_2$ | $1,5P_0$ | $1,5P_0$ | $\frac{3U_{2х}^2}{N^2 r_ш}$ |
| Трехфазная (звезда — звезда) | 3 | $\frac{I_0}{3}$ | $2U_{2х}\sqrt{2} \approx 3E_0$ | $\frac{I_0}{3} F_0 \approx 2,3I_0$ | 6,9 | $4,1 \cdot 10^{-3}$ | $R_i + r_{тр}$ | $B_0 E_0$ | $D_0 \frac{I_0}{3}$ | $D_0 \frac{I_0}{3}$ | $nI_2 \frac{\sqrt{6}}{3}$ | $2P_0$ | $2,15P_0$ | $\frac{3U_{2х}^2}{N^2 r_ш}$ |
| Трехфазная (треугольник — звезда) | 3 | $\frac{I_0}{3}$ | $2U_{2х}\sqrt{2} \approx 3E_0$ | $\frac{I_0}{3} F_0 \approx 2,3I_0$ | 6,9 | $4,1 \cdot 10^{-3}$ | $R_i + r_{тр}$ | $B_0 E_0$ | $D_0 \frac{I_0}{3}$ | $D_0 \frac{I_0}{3}$ | $n\sqrt{I_2^2 - \frac{I_0^2}{9}}$ | $2P_0$ | $2,15P_0$ | $\frac{3U_{2х}^2}{N^2 r_ш}$ |
| Ларионова (звезда — звезда; треугольник — звезда) | 6 | $\frac{I_0}{3}$ | $U_{2х}\sqrt{6} \approx 1,5E_0$ | $\frac{I_0}{6} F_0 \approx 1,15I_0$ | 4,5 | $1,9 \cdot 10^{-3}$ | $2R_i + 2r_{тр}$ | $\frac{B_0 E_0}{\sqrt{3}}$ | $D_0 \frac{I_0}{3}$ | $D_0 \frac{I_0}{6}\sqrt{2}$ | $nI_2$ | $1,2P_0$ | $1,25P_0$ | $\frac{9U_{2х}^2}{4N^2 r_ш}$ |
| Ларионова (звезда — треугольник; треугольник — треугольник) | 3 | $\frac{I_0}{3}$ | $U_{2х}\sqrt{2} \approx 1,5E_0$ | $\frac{I_0}{6} F_0 \approx 1,15I_0$ | 13,5 | $5,7 \cdot 10^{-3}$ | $2R_i + \frac{2}{3} r_{тр}$ | $B_0 E_0$ | $\frac{D_0 I_0}{3\sqrt{3}}$ | $D_0 \frac{I_0}{6}\sqrt{2}$ | $nI_2$ | $1,2P_0$ | $1,25P_0$ | $\frac{3U_{2х}^2}{4N^2 r_ш}$ |

Примечание. Формулы для $P_{габ}$ и $VA_2$ являются приближенными.

соких напряжений в тех случаях, когда по каким-либо причинам нельзя или неудобно применять более трех вентилей. Частота пульсации в трехфазной схеме в 3 раза больше частоты сети.

В трехфазной мостовой схеме (схеме Ларионова, рис. 17-3, *ж*, *з*) обратное напряжение приблизительно в 1,7 раза меньше, чем в трехфазной схеме, а частота пульсации в 6 раз больше частоты питающей сети. В схеме удобно использовать полупроводниковые вентили. При использовании кенотронов или газотронов необходимо иметь четыре изолированных обмотки накала. Схема Ларионова обладает значительно лучшими энергетическими параметрами по сравнению с другими схемами выпрямителей. В этой схеме не рекомендуется соединять вторичную обмотку трансформатора в треугольник из-за возможной перегрузки обмоток уравнительными токами, возникающими при асимметрии фазовых напряжений.

*Выбор вентилей.* Для определения значений $I_{ов}$, $U_{обр}$ и $I_m$, действующих в схеме выпрямителя, следует пользоваться приближенными формулами (табл. 17-2). После расчета выпрямителя значения $U_{обр}$ и $I_m$ уточняются.

Из справочников находят значения $R_i$ для кенотронов и селеновых вентилей. Внутреннее сопротивление германиевых и кремниевых диодов при работе выпрямителя на емкость определяют по формуле

$$R_i \approx \frac{\Delta E_в}{3I_{ов}}, \qquad (17\text{-}1)$$

где $\Delta E_в = 0{,}5$ *в* для германиевых и 1 *в* для кремниевых диодов.

Число последовательно включенных вентилей в плече определяют по формуле

$$N = \frac{U_{обр}}{U_{обр.макс}}. \qquad (17\text{-}2)$$

Для $N$ последовательно включенных вентилей внутреннее сопротивление равно $NR_i$.

*Сопротивление обмоток трансформатора,* приведенное к фазе вторичной обмотки, подсчитывают до расчета трансформатора по приближенной формуле (для $I_0 > 0{,}02$ *а*)

$$r_{тр} \approx K_r \frac{E_0}{I_0 fB} \sqrt[4]{\frac{fBs}{E_0 I_0}}, \qquad (17\text{-}3)$$

где $K_r$ — коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя (табл. 17-2);
$s$ — число стержней трансформатора, несущих обмотки, для сердечника броневого (Ш-образного) типа — 1, стержневого (П-образного) типа — 2, трехфазного — 3;
$B$ — магнитная индукция в сердечнике трансформатора, *тл*.

Ориентировочные значения $B$ указаны в табл. 17-3.

Таблица 17-3

**Рекомендуемые ориентировочные значения индукции $B$ в зависимости от выпрямленной мощности $P_0$ для частот сети 50—400 *гц***

| $P_0$, *вт* | До 50 | 50—200 | 200—700 | 700—2 000 | 2 000—5 000 |
|---|---|---|---|---|---|
| $B$, *тл* | 1,2—1,4 | 1,4—1,1 | 1,2—1,0 | 1,1—0,9 | 1,0—0,8 |

Если трансформатор имеет дополнительные обмотки, то

$$r'_{тр} \approx \frac{r_{тр}}{2}\left(1 + \frac{VA_2}{P_{габ}}\right), \qquad (17\text{-}4)$$

где $r'_{тр}$ — сопротивление с учетом дополнительных обмоток;
$r_{тр}$ — сопротивление, подсчитанное по формуле (17-3);
$VA_2$ — вольт-амперы вторичных обмоток для рассчитываемого выпрямителя (табл. 17-2);
$P_{габ}$ — габаритная мощность трансформатора (табл. 17-2). (В двухполупериодной схеме вторичная обмотка делится средним выводом на две фазы).

*Активное сопротивление фазы* выпрямителя $r$ определяют по формулам табл. 17-2.

*Индуктивность рассеяния* обмоток трансформатора $L_s$, приведенную к фазе вторичной обмотки, подсчитывают (до расчета трансформатора) по приближенной формуле (для $I_0 > 0{,}02$ *а*)

$$L_s \approx K_L s \frac{E_0}{I_0 (p-1)^2 fB} \sqrt[4]{\frac{E_0 I_0}{fBs}}, \qquad (17\text{-}5)$$

где $K_L$ — коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя (табл. 17-2);
$p$ — число чередующихся секций обмоток. Когда вторичная обмотка наматывается после первичной (или наоборот), $p=2$. Когда первичная обмотка вматывается между половинами вторичной обмотки (или наоборот), $p=3$.

Если трансформатор имеет дополнительные обмотки, то в первом приближении

$$L'_s = \frac{L_s}{2}\left(1 + \frac{VA_2}{P_{габ}}\right), \qquad (17\text{-}6)$$

где $L'_s$ — индуктивность рассеяния с учетом дополнительных обмоток;

$L_s$ — индуктивность рассеяния, подсчитанная по формуле (17-5).

Если витки одной фазы вторичной обмотки расположены на двух стержнях ($s=2$), как это бывает в схемах удвоения и мостовой, то полученное значение $L_s$ следует уменьшить в 2 раза.

Для двухполупериодной (двухфазной) схемы при $s=2$ формула (17-5) дает правильный результат только при параллельном включении катушек первичной обмотки.

Для схемы Ларионова при соединении вторичной обмотки в треугольник полученное значение $L_s$ следует умножить на 0,67.

Определяют

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2\pi f L_s}{r} \qquad (17\text{-}7)$$

и по табл. 17-4 находят угол $\varphi$, характеризующий соотношение между индуктивным и активным сопротивлениями фазы выпрямителя.

Таблица 17-4

**Некоторые значения tg φ**

| | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| tg φ | 0 | 0,18 | 0,27 | 0,36 | 0,47 | 0,58 | 0,7 | 0,84 | 1 | 1,19 | 1,43 | |
| φ° | 0 | 10 | 15 | 20 | 25 | 30 | 35 | 40 | 45 | 50 | 55 | |
| tg φ | | 1,73 | 2,15 | 2,75 | 3,27 | 3,73 | 4,33 | 5,15 | 5,67 | 6,3 | 7,12 | 8,14 |
| φ° | | 60 | 65 | 70 | 73 | 75 | 77 | 79 | 80 | 81 | 82 | 83 |

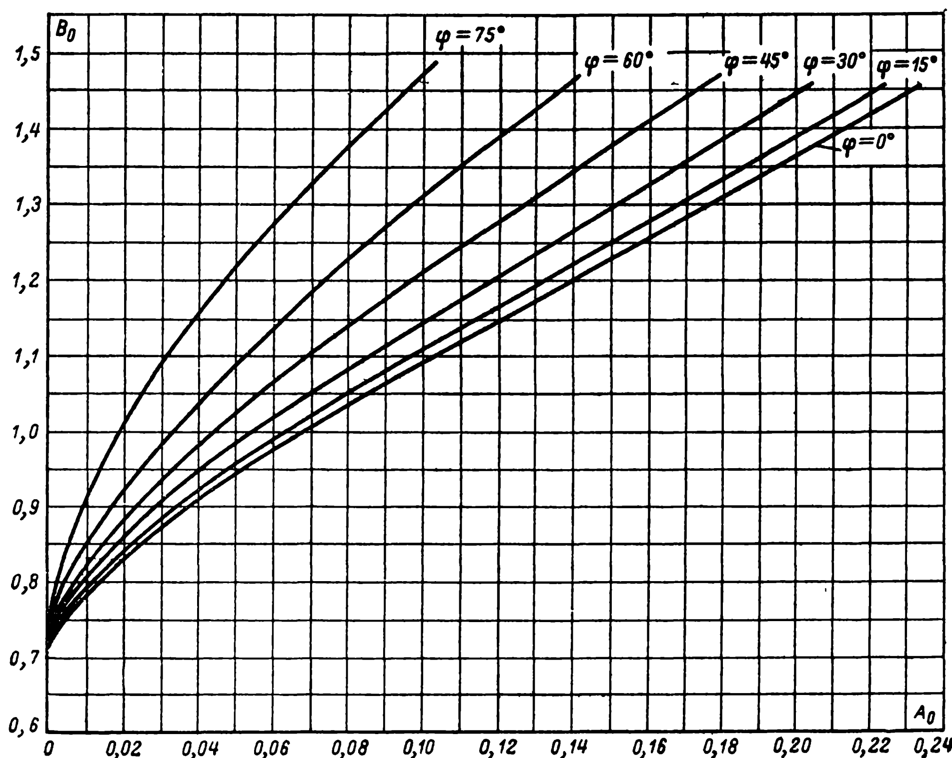



Рис. 17-4. График коэффициента $B_0$.

Определяют *основной расчетный коэффициент*

$$A_0 = \frac{I_0 r}{m E_0}, \qquad (17\text{-}8)$$

где $m$ — число фаз выпрямителя (табл. 17-2).

Для схемы удвоения в формулу (17-8) следует подставлять $E_0/2$.

В зависимости от найденных значений $A_0$ и $\varphi$ находят *вспомогательные коэффициенты*: $B_0$ — по графику на рис. 17-4, $D_0$ — по графику на рис. 17-5, $F_0$ — по графику на рис. 17-6.

В зависимости от значений $A_0$, $\varphi$ и $m=1$, 2, 3, или 6 находят соответственно коэффициенты $H_{01}$, $H_{02}$, $H_{03}$ или $H_{06}$ по графикам на рис. 17-7—17-10.

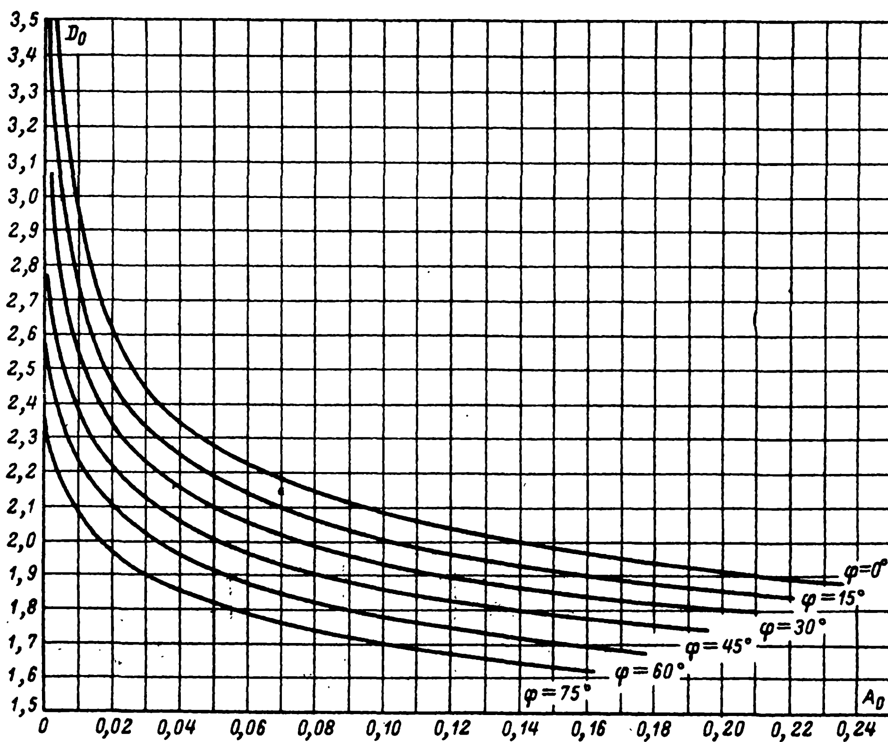



Рис. 17-5. График коэффициента $D_0$.

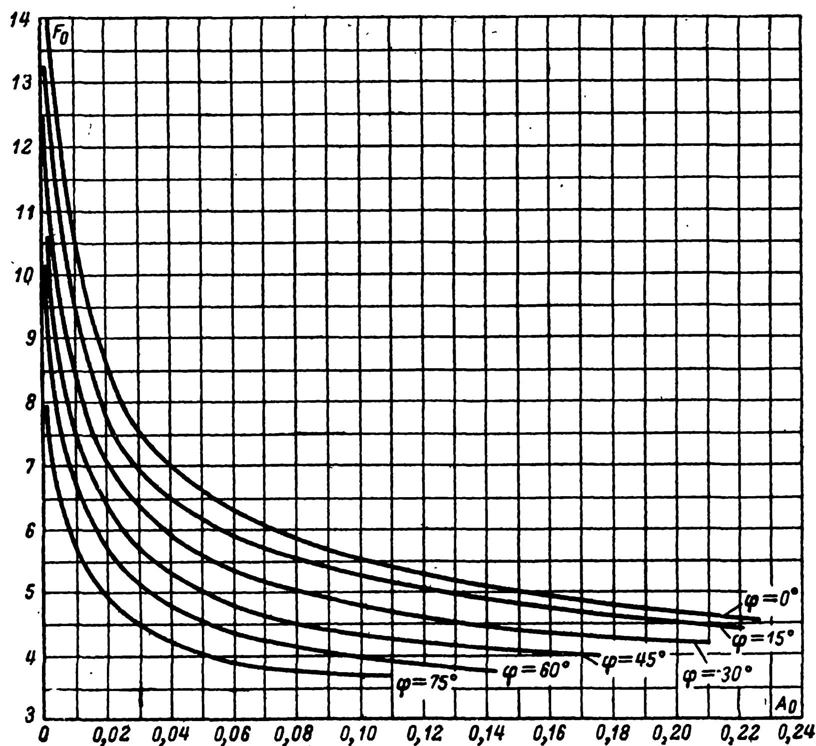



Рис. 17-6. График коэффициента $F_0$.

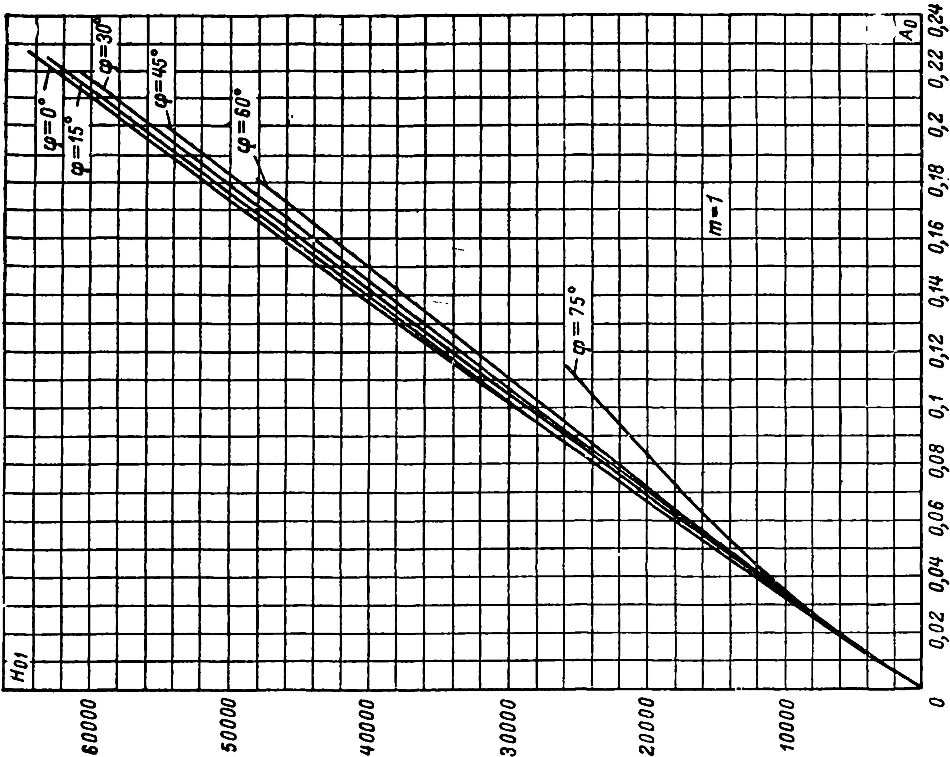



Рис. 17-7. График коэффициента $H_{01}$.

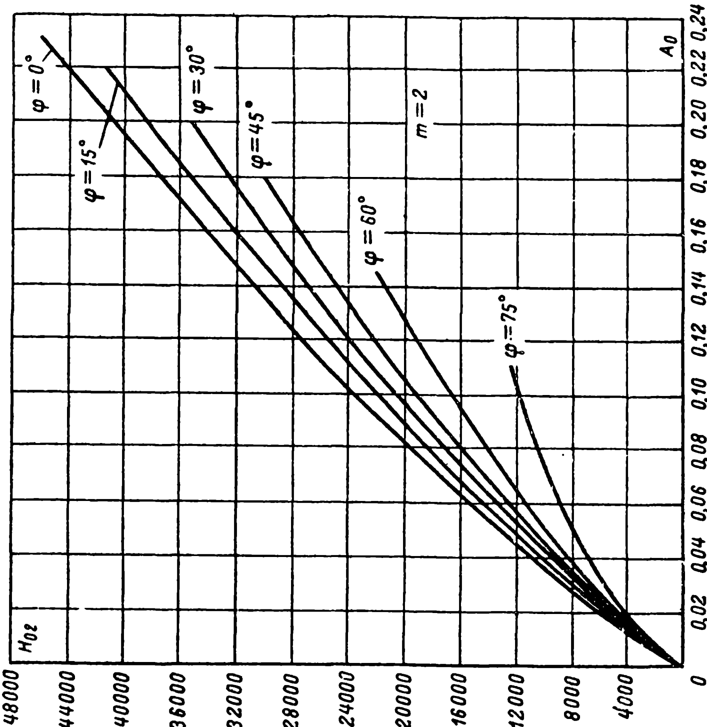



Рис. 17-8. График коэффициента $H_{02}$.

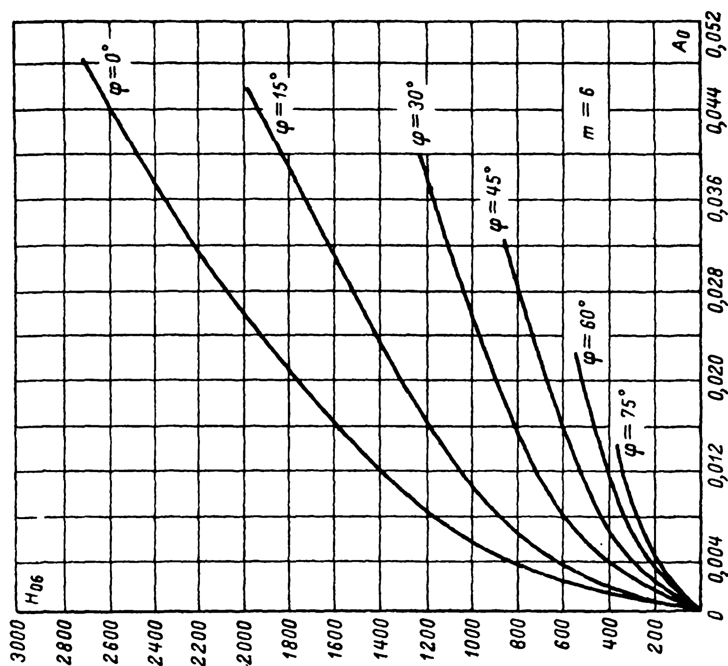



Рис. 17-10. График коэффициента $H_{0б}$.

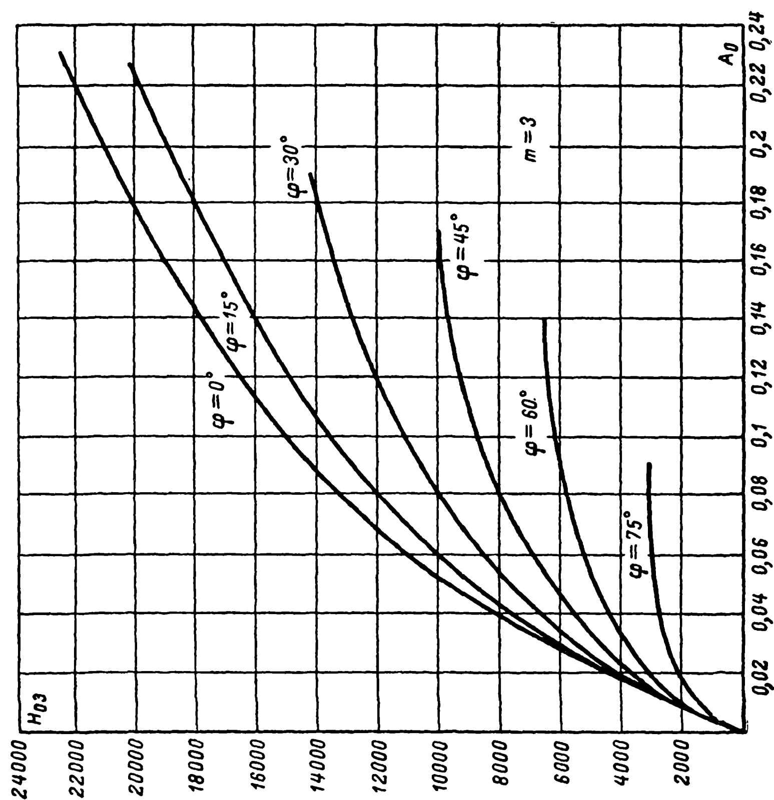



Рис. 17-9. График коэффициента $H_{0з}$.

Определяют *э. д. с. фазы вторичной обмотки* трансформатора $U_{2x}$ (табл. 17-2).

По точным формулам определяют *обратное напряжение* на вентиле $U_{обр}$ (табл. 17-2) и проверяют условие

$$U_{обр} \leqslant U_{обр.макс}.$$

Определяют *действующее значение тока* вторичной обмотки $I_2$ и тока через вентиль $I_в$ по формулам табл. 17-2.

Определяют *импульс тока* через вентиль $I_m$ (табл. 17-2) и проверяют условие

$$I_m \leqslant I_{m\,макс}.$$

*Выходную емкость выпрямителя* (входную емкость фильтра) $C_0$ определяют по формуле

$$C_0 = \frac{H_{0\,(1,\,2,\,3,\,6)} \cdot 100}{r f p_0}, \text{ мкф.} \quad (17\text{-}9)$$

Для схемы удвоения напряжения в формулу (17-9) следует подставлять значение $H_{01}$, тогда эта формула дает значение емкости одного из конденсаторов схемы ($C_{01}$ или $C_{02}$).

Задаваемая в начале расчета величина $p_0$ не должна превышать 15%, а также не должна превышать максимально допустимую величину, указанную в ТУ на конденсаторы. С другой стороны, во избежание необходимости применения конденсаторов очень большой емкости рекомендуется выбирать $p_0$ не менее 2—3%.

Рабочее напряжение конденсаторов $C_0$ должно быть не менее чем $U_{2x}\sqrt{2}$, а в схеме Ларионова при соединении вторичной обмотки в звезду — не менее чем $U_{2x}\sqrt{6}$.

При выборе типа конденсаторов следует учитывать зависимость величины емкости от температуры и частоты у электролитических конденсаторов.

*Нагрузочную характеристику выпрямителя*, т. е. зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки, рассчитывают по формуле

$$E_0 = U_{2x}\sqrt{2}\cos\psi. \quad (17\text{-}10)$$

Задаваясь различными значениями $I_0$, определяют

$$\gamma_0 = I_0 \frac{r}{mU_{2x}}. \quad (17\text{-}11)$$

Значения $\sqrt{2}\cos\psi$ находят в зависимости от $\gamma_0$ и $\varphi$ по графику на рис. 17-11; подставляя $\sqrt{2}\cos\psi$ в (17-10), находят $E_0$ для различных значений $I_0$. Для схемы удвоения полученные по формуле (17-10) значения $E_0$ следует увеличить в 2 раза. Нагрузочная характеристика выпрямителя, работающего на емкость, приведена на рис. 17-12.

Если используются последовательно включенные германиевые или кремниевые диоды, то их шунтируют резисторами (см. условие на стр. 320). Мощность $P_r$, выделяемую на сопротивлении $r_ш$, шунтирующем один диод, определяют по формулам табл. 17-2.

*Мощность, выделяемую на вентиле* (в прямом направлении), определяют из выражения

$$P_в \approx I_в^2 R_i. \quad (17\text{-}12)$$

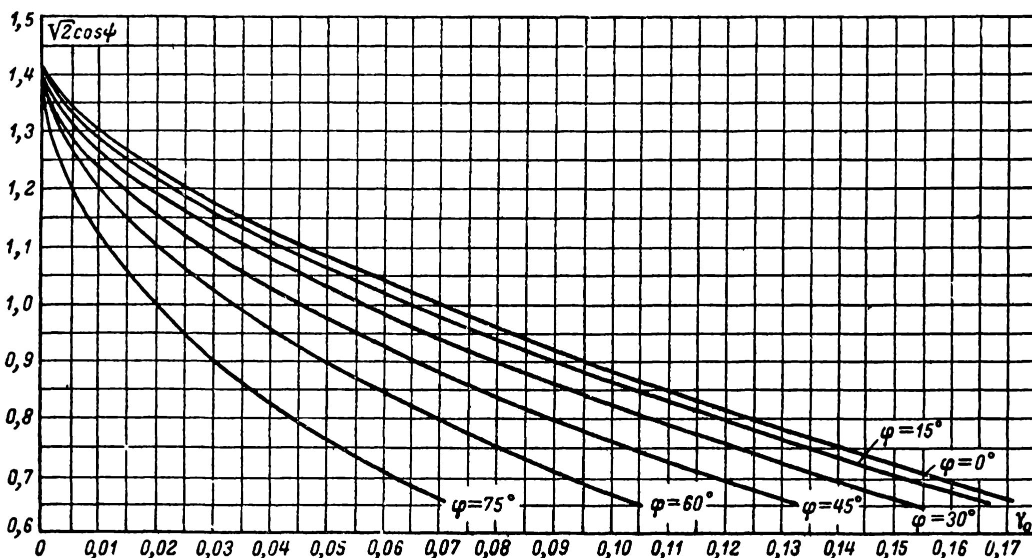



Рис 17-11. График коэффициента $\sqrt{2}\cos\psi$.

*Коэффициент трансформации* определяют по формуле

$$n \approx \frac{U_{2x}}{U_1}, \qquad (17\text{-}13)$$

где $U_1$ — напряжение на первичной обмотке трансформатора (на фазе первичной обмотки).

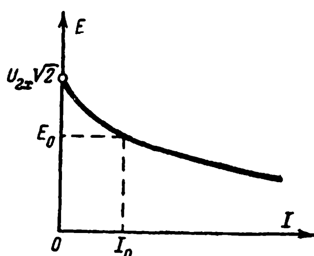



Рис. 17-12. Нагрузочная характеристика выпрямителя, работающего на емкость.

*Действующее значение тока первичной обмотки* трансформатора $I_1$ (без учета тока холостого хода) определяют по формулам табл. 17-2. При соединении первичной обмотки в треугольник ток линии равен $I_1\sqrt{3}$. При наличии дополнительных вторичных обмоток общий ток первичной обмотки определяют по формуле

$$I_{1общ} = I_{1(2)} + I_{1(3)} + I_{1(4)} + \cdots, \qquad (17\text{-}14)$$

где $I_{1(2)}, I_{1(3)}, I_{1(4)} \ldots$ — составляющие тока первичной обмотки от второй, третьей, четвертой и т. д. обмоток.

Составляющие тока $I_{1общ}$ от вторичных обмоток, работающих на выпрямители, определяют по формулам табл. 17-2. Составляющие тока от обмоток накала определяют по формуле

$$I_{1н} = I_н \frac{U_н}{U_1}. \qquad (17\text{-}15)$$

Точную величину *габаритной мощности трансформатора* определяют по формуле

$$P_{габ} = \frac{VA_1 + VA_2 + VA_3 + VA_4 + \cdots}{2}, \qquad (17\text{-}16)$$

где $VA$ — произведение действующих значений напряжения и тока соответствующей обмотки.

Конструктивный расчет трансформаторов (размеры сердечника, число витков обмоток и т. д.) приводится в § 17-3.

**Работа выпрямителя на индуктивность**

Методика расчета выпрямителей учитывает активное сопротивление и индуктивность рассеяния обмоток трансформатора.

*Исходные данные для расчета выпрямителя:* выпрямленное напряжение $E_0$; выпрямленный ток $I_0$; напряжение питающей сети (и число фаз) $U_c$; частота питающей сети $f$.

*Выбор схемы.* Для работы на индуктивность используются следующие схемы выпрямителей (рис. 17-13): двухполупериодная (двухфазная), однофазная мостовая (схема Греца), трехфазная, трехфазная мостовая (схема Ларионова).

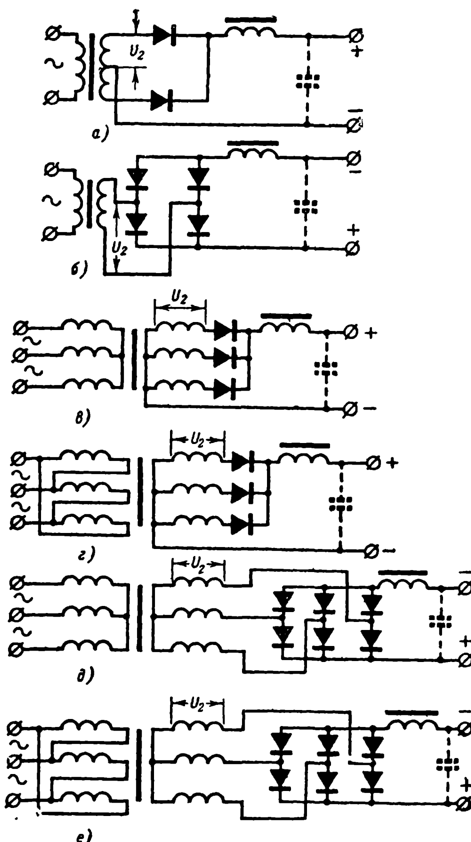



Рис. 17-13. Схемы выпрямителей, работающих на индуктивность.

*Выбор вентилей.* Для выбора вентилей определяют значения $I_{ов}$, $U_{обр}$ и $I_m$, действующие в схеме выпрямителя, по формулам, приведенным в табл. 17-5. При этом в формулу для $U_{обр}$ подставляют значение 1,1 $E_0$ вместо пока неизвестного значения $E_{0x}$. После расчета выпрямителя значение $U_{обр}$ уточняется.

Из справочников и таблиц находят значения $\Delta E_в$ для газотронов или $R_i$ для ке-

Таблица 17-5

**Формулы для расчета выпрямителя, работающего на индуктивность**

| Схема выпрямителя | $m$ | $I_{ов}$ | $U_{обр}$ | $I_m$ | $K_r$ | $K_L$ | $\Delta E_r$ | $\Delta E_X$ | $\Delta E_{всх}$ | $U_{2х}$ | $I_2$ | $I_в$ | $I_1$ | $P_{габ}$ | $VA_2$ | $p_0$ (%) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Двухполупериодная (двухфазная) | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $3{,}14\,E_{0х} = 2U_{2х}\sqrt{2}$ | $I_0$ | 7 | $5{,}5\cdot10^{-3}$ | $I_0\,r_{тр}$ | $2I_0\,fL_s$ | $\Delta E_в$ $(I_0 R_i)$ | $1{,}11\,E_{0х}$ | $0{,}71\,I_0$ | $0{,}71\,I_0$ | $nI_0$ | $1{,}34E_{0х}\,I_0$ | $1{,}57E_{0х}\,I_0$ | 67 |
| Однофазная мостовая (Греца) | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $1{,}57\,E_{0х} = U_{2х}\sqrt{2}$ | $I_0$ | 5,2 | $6{,}4\cdot10^{-3}$ | $I_0\,r_{тр}$ | $2I_0 fL_s$ | $2\Delta E_в$ $(2I_0 R_i)$ | $1{,}11\,E_{0х}$ | $I_0$ | $0{,}71\,I_0$ | $nI_0$ | $1{,}11E_{0х}\,I_0$ | $1{,}11E_{0х}\,I_0$ | 67 |
| Трехфазная (звезда — звезда, треугольник — звезда) | 3 | $\frac{I_0}{3}$ | $2{,}1\,E_{0х} = U_{2х}\sqrt{6}$ | $I_0$ | 6,6 | $3{,}3\cdot10^{-3}$ | $I_0\,r_{тр}$ | $3I_0\,fL_s$ | $\Delta E_в$ $(I_0 R_i)$ | $0{,}855E_{0х}$ | $0{,}58I_0$ | $0{,}58I_0$ | $0{,}47nI_0$ | $1{,}35E_{0х}\,I_0$ | $1{,}5E_{0х}\,I_0$ | 25 |
| Ларионова (звезда — звезда, треугольник — звезда) | 6 | $\frac{I_0}{3}$ | $1{,}05\,E_{0х} = U_{2х}\sqrt{6}$ | $I_0$ | 2,5 | $1\cdot10^{-3}$ | $2I_0\,r_{тр}$ | $6I_0\,fL_s$ | $2\Delta E_в$ $(2I_0 R_i)$ | $0{,}43\,E_{0х}$ | $0{,}82\,I_0$ | $0{,}58\,I_0$ | $0{,}82nI_0$ | $1{,}05E_{0х}\,I_0$ | $1{,}05\,E_{0х}\,I_0$ | 5,7 |
| Ларионова (звезда — треугольник, треугольник — треугольник) | 6 | $\frac{I_0}{3}$ | $1{,}05\,E_{0х} = U_{2х}\sqrt{2}$ | $I_0$ | 7,6 | $3\cdot10^{-3}$ | $\frac{2}{3}\,I_0\,r_{тр}$ | $4I_0\,fL_s$ | $2\Delta E_в$ $(2I_0 R_i)$ | $0{,}74\,E_{0х}$ | $0{,}47\,I_0$ | $0{,}58\,I_0$ | $0{,}47nI_0$ | $1{,}05E_{0х}\,I_0$ | $1{,}05E_{0х}\,I_0$ | 5,7 |

нотронов и селеновых вентилей. $\Delta E_В = 0{,}5$ *в* для германиевых и 1 *в* для кремниевых диодов. Число последовательно включенных в плече вентилей $N$ определяют по формуле (17-2); при этом значения $\Delta E_В$ или $R_i$ для одного плеча схемы увеличиваются в $N$ раз.

*Сопротивление обмоток трансформатора* $r_{тр}$, приведенное к фазе вторичной обмотки, подсчитывают по приближенной формуле (17-3) или (17-4). Значения $B$ находят из табл. 17-3, значения $K_r$, $VA_2$ и $P_{габ}$ — из табл. 17-5.

*Индуктивность рассеяния обмоток* трансформатора $L_s$, приведенную к фазе вторичной обмотки, подсчитывают по приближенной формуле (17-5) или (17-6). Значения $K_L$ находят из табл. 17-5.

Определяют *падения напряжения* на активном ($\Delta E_r$) и реактивном ($\Delta E_X$) сопротивлениях трансформатора по формулам табл. 17-5.

Определяют падение напряжения на вентилях в выбранной схеме выпрямителя ($\Delta E_{в.сх}$) по формулам табл. 17-5. В скобках указаны формулы для подсчета $\Delta E_{в.сх}$ в случае использования кенотронов и селеновых вентилей.

Определяют ориентировочное значение падения напряжения на дросселе $\Delta E_{др}$ в зависимости от выпрямленной мощности по табл. 17-6.

Таблица 17-6

**Ориентировочные значения падения напряжения на дросселе фильтра**

| $P_0$, *вт* | $\Delta E_{др}$ (при $f = 50$ *гц*) | $\Delta E_{др}$ (при $f = 400$ *гц*) |
|---|---|---|
| 10—30 | $(0{,}2 \div 0{,}14)\ E_0$ | $(0{,}07 \div 0{,}05)\ E_0$ |
| 30—100 | $(0{,}14 \div 0{,}1)\ E_0$ | $(0{,}05 \div 0{,}035)\ E_0$ |
| 100—300 | $(0{,}1 \div 0{,}07)\ E_0$ | $(0{,}035 \div 0{,}025)\ E_0$ |
| 300—1 000 | $(0{,}07 \div 0{,}05)\ E_0$ | $(0{,}025 \div 0{,}018)\ E_0$ |
| 1 000—3 000 | $(0{,}05 \div 0{,}035)\ E_0$ | $(0{,}018 \div 0{,}012)\ E_0$ |
| 3 000—10 000 | $(0{,}035 \div 0{,}025)\ E_0$ | $(0{,}012 \div 0{,}009)\ E_0$ |

Определяют *выпрямленное напряжение* при холостом ходе выпрямителя по формуле

$$E_{0х} = E_0 + \Delta E_r + \Delta E_X + \Delta E_{в.сх} + \Delta E_{др}. \qquad (17\text{-}17)$$

Уточняют амплитуду *обратного напряжения* на вентиле по формулам табл. 17-5 и проверяют условие

$$U_{обр} \leqslant U_{обр.макс}.$$

Определяют *э. д. с. фазы* вторичной обмотки $U_{2х}$ по формулам табл. 17-5.

Определяют *действующие токи* фазы вторичной обмотки $I_2$ и через вентиль $I_В$ по формулам табл. 17-5.

Определяют минимально допустимую *индуктивность дросселя* фильтра по формуле

$$L_{др.мин} = \frac{2E_{0х}}{(m^2 - 1)\, m\, \pi f I_0}. \qquad (17\text{-}18)$$

Если выпрямитель должен работать в диапазоне токов от $I_{0мин}$ до $I_{0макс}$, то при расчете $L_{др.мин}$ в формулу (17-18) следует подставлять значение $I_{0мин}$.

*Нагрузочная характеристика выпрямителя*, т. е. зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки, представляет собой прямую линию и строится по двум точкам: 1) $I_0 = 0$; $E_0 = E_{0х}$; 2) $I_0$; $E_0$ (рис. 17-14).

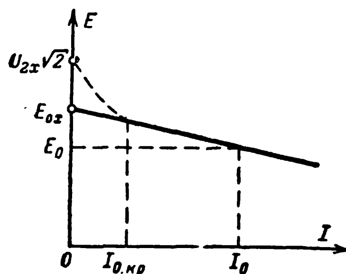



Рис. 17-14. Нагрузочная характеристика выпрямителя, работающего на индуктивность.

Если выпрямитель имеет сглаживающий фильтр, состоящий из дросселя $L_{др}$ и конденсатора, то при уменьшении тока нагрузки $I_0$ нагрузочная характеристика начинает отклоняться от прямой линии в сторону увеличения напряжения в точке, соответствующей критическому току нагрузки

$$I_{0кр} = \frac{E_{0х}}{(m^2 - 1)\, m\, \pi f L_{др}}. \qquad (17\text{-}19)$$

При дальнейшем уменьшении тока $I_0$ выпрямленное напряжение растет, достигая при $I_0 = 0$ значения $U_{2х}\sqrt{2}$ (или $U_{2х}\sqrt{6}$ в схеме Ларионова при соединении вторичной обмотки в звезду).

При *последовательном включении* германиевых или кремниевых диодов их шунтируют резисторами; мощность $P_r$, выделяемую на них, можно определить по формулам табл. 17-2. В случае работы на индуктивность мощность, рассчитанная по указанным формулам, несколько превышает фактическую.

*Мощность, выделяемая на вентиле*, для газотронов и германиевых и кремниевых диодов

$$P_В = \Delta E_В I_{0В}; \qquad (17\text{-}20)$$

для кенотронов и селеновых вентилей

$$P_В \approx I_В^2 R_i. \qquad (17\text{-}21)$$

*Коэффициент трансформации* $n$ определяют по формуле (17-13).

*Действующее значение тока* первичной обмотки $I_1$ определяют по формулам табл. 17-5. При соединении первичной обмотки в треугольник ток линии равен $I_1\sqrt{3}$. При

Таблица 17-7

**Формулы для расчета выпрямителя, работающего на активное сопротивление без фильтра**

| Схема выпрямителя | $m$ | $I_{0в}$ | $U_{обр}$ | $I_m$ | $K_r$ | $K_L$ | $\Delta E_r$ | $\Delta E_X$ | $\Delta E_{в.сх}$ | $U_{2х}$ | $I_2$ | $I_в$ | $I_1$ | $P_{габ}$ | $VA_2$ | $p_0$ (%) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Однополупериодная (однофазная) | 1 | $I_0$ | $3{,}14\ E_{0х}=U_{2х}\sqrt{2}$ | $3{,}14\ I_0$ | 5,2 | $12\cdot 10^{-3}$ | $I_0\, r_{тр}$ | $\frac{(I_0 \pi f L_s)^2}{E_0}$ | $\frac{\Delta E_в}{(I_0 R_i)}$ | $2{,}22 E_{0х}$ | $1{,}57\ I_0$ | $1{,}57\ I_0$ | $1{,}21 n I_0$ | $3{,}1\ E_{0х}\ I_0$ | $3{,}5\ E_{0х}\ I_0$ | 157 |
| Двухполупериодная (двухфазная) | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $3{,}14\ E_{0х}=2U_{2х}\sqrt{2}$ | $1{,}57\ I_0$ | 7 | $5{,}5\cdot 10^{-3}$ | $I_0\, r_{тр}$ | $2I_0\, fL_s$ | $\frac{\Delta E_в}{(I_0 R_i)}$ | $1{,}11 E_{0х}$ | $0{,}785\ I_0$ | $0{,}785\ I_0$ | $1{,}11\ n I_0$ | $1{,}49 E_{0х}\ I_0$ | $1{,}74 E_{0х}\ I_0$ | 67 |
| Однофазная мостовая (Греца) | 2 | $\frac{I_0}{2}$ | $1{,}57\ E_{0х}=U_{2х}\sqrt{2}$ | $1{,}57\ I_0$ | 5,2 | $6{,}4\cdot 10^{-3}$ | $I_0\, r_{тр}$ | $2I_0 fL_s$ | $\frac{2\Delta E_в}{(2I_0 R_i)}$ | $1{,}11 E_{0х}$ | $1{,}11\ I_0$ | $0{,}785\ I_0$ | $1{,}11\ n I_0$ | $1{,}23 E_{0х}\ I_0$ | $1{,}23 E_{0х}\ I_0$ | 67 |
| Трехфазная (звезда — звезда, треугольник — звезда) | 3 | $\frac{I_0}{3}$ | $2{,}1\ E_{0х}=U_{2х}\sqrt{6}$ | $1{,}21\ I_0$ | 6,6 | $3{,}3\cdot 10^{-3}$ | $I_0\, r_{тр}$ | $3I_0\, fL_s$ | $\frac{\Delta E_в}{(I_0 R_i)}$ | $0{,}855 E_{0х}$ | $0{,}59\ I_0$ | $0{,}59\ I_0$ | $0{,}48 n I_0$ | $1{,}37 E_{0х}\ I_0$ | $1{,}51 E_{0х}\ I_0$ | 25 |
| Ларионова (звезда — звезда, треугольник — звезда) | 6 | $\frac{I_0}{3}$ | $1{,}05\ E_{0х}=U_{2х}\sqrt{6}$ | $1{,}05\ I_0$ | 2,5 | $1\cdot 10^{-3}$ | $2I_0\, r_{тр}$ | $6I_0\, fL_s$ | $\frac{2\Delta E_в}{(2I_0 R_l)}$ | $0{,}43 E_{0х}$ | $0{,}82\ I_0$ | $0{,}58\ I_0$ | $0{,}82\ n I_0$ | $1{,}05 E_{0х}\ I_0$ | $1{,}05 E_{0х}\ I_0$ | 5,7 |
| Ларионова (звезда — треугольник, треугольник — треугольник) | 6 | $\frac{I_0}{3}$ | $1{,}05 E_{0х}=U_{2х}\sqrt{2}$ | $1{,}05\ I_0$ | 7,6 | $3\cdot 10^{-3}$ | $\frac{2}{3}\ I_0\, r_{тр}$ | $4I_0\, fL_s$ | $\frac{2\Delta E_в}{(2I_0 R_l)}$ | $0{,}74 E_{0х}$ | $0{,}47\ I_0$ | $0{,}58\ I_0$ | $0{,}47\ n I_0$ | $1{,}05 E_{0х}\ I_0$ | $1{,}05 E_{0х}\ I_0$ | 5,7 |

наличии дополнительных вторичных обмоток следует пользоваться формулами (17-14) и (17-15).

Значение *габаритной мощности* $P_{\text{габ}}$ при наличии дополнительных обмоток определяют по формуле (17-16).

*Коэффициент пульсации* выпрямленного напряжения $p_0$ на входе фильтра (до дросселя), указанный в табл. 17-5, для каждой схемы есть величина постоянная.

### Работа на активную нагрузку

Выпрямители без фильтра применяются сравнительно редко и для их расчета следует пользоваться формулами, указанными в табл. 17-7. Порядок расчета остается таким же, как в случае работы выпрямителя на индуктивность. Формулы для расчета значений $\Delta E_r$ и $\Delta E_X$ при работе без фильтра являются приближенными.

Конструктивный расчет трансформаторов и дросселей см. в § 17-3.

## 17-2. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

### Общие сведения

Для нормальной работы подавляющего большинства устройств, питаемых от выпрямителей, требуется, чтобы переменная составляющая выпрямленного напряжения (пульсация) была значительно меньше той, которая имеется непосредственно на выходе выпрямителя. Уменьшение пульсации до требуемой величины осуществляется при помощи сглаживающих фильтров.

Наиболее широкое применение имеют сглаживающие фильтры, состоящие из индуктивности и емкости ($LC$-фильтр) или из сопротивления и емкости ($RC$-фильтр). Эти фильтры могут быть однозвенными или двухзвенными. Возможно также применение комбинированных двухзвенных фильтров (одно звено — $LC$, другое — $RC$). Основные схемы $LC$- и $RC$-фильтров приведены на рис. 17-15. В ряде случаев находят применение электронные и полупроводниковые фильтры.

Все сглаживающие фильтры характеризуются **коэффициентом сглаживания** $q$, представляющим отношение амплитуды первой гармоники пульсации на входе фильтра $E_{\sim 0}$ к амплитуде первой гармоники пульсации на выходе фильтра $E_{\sim 1}$ или $E_{\sim 2}$:

$$q = \frac{E_{\sim 0}}{E_{\sim 1}} \text{ для однозвенного фильтра;}$$

$$q = \frac{E_{\sim 0}}{E_{\sim 2}} \text{ для двухзвенного фильтра.}$$

### $LC$-фильтры

При работе $LC$-фильтра должны отсутствовать резонансные явления; с этой целью для одного звена рекомендуется иметь $q \geqslant 5$. Соотношение между сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$ и емкостным сопротивлением выходного конденсатора фильтра должно удовлетворять следующему условию сглаживания:

$$R_{\text{н}} \gg \frac{1}{m \omega C_1}, \qquad (17\text{-}22)$$

где $\omega = 2\pi f$.

*Связь $q$ с параметрами фильтра* дана в выражении

$$q = m^2 \omega^2 L_{\text{др 1}} C_1 - 1. \qquad (17\text{-}23)$$

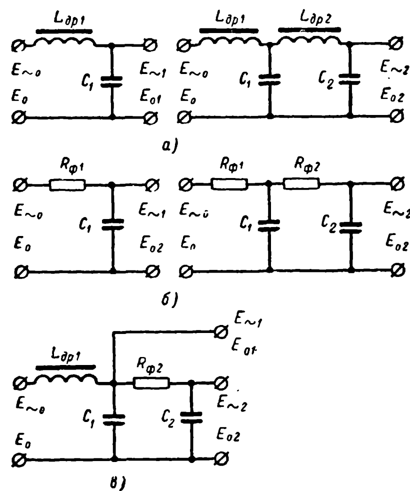



Рис. 17-15. Основные схемы сглаживающих фильтров.

При расчете фильтра для схемы удвоения напряжения (Латура) $m = 2$.

При $r_{\text{др}} \ll R_{\text{н}}$

$$q \approx \frac{p_0}{p_1}, \qquad (17\text{-}24)$$

где

$$p_1 = \frac{E_{\sim 1}}{E_0} \cdot 100. \qquad (17\text{-}25)$$

Необходимое произведение $LC$ определяют из формулы (17-23):

при $f = 50$ *гц*

$$L_{\text{др1}} C_1 \approx 10 \frac{q+1}{m^2}; \qquad (17\text{-}26)$$

при $f = 400$ *гц*

$$L_{\text{др 1}} C_1 \approx 0{,}16 \frac{q+1}{m^2}. \qquad (17\text{-}27)$$

В формулах (17-26) и (17-27) $C_1$ — в микрофарадах.

*Выбор емкости и индуктивности фильтра.* а) Если выпрямитель работает на емкость, то рекомендуется, чтобы $C_1 = (0{,}5 \div 2) C_0$.

б) Если выпрямитель работает на индуктивность, то $L_{др}$ выбирается из условия $L_{др} \geqslant L_{др.мин}$, где $L_{др.мин}$ определяется по формуле (17-18).

*Для двухзвенного фильтра*

$$q = \frac{E_{\sim 0}}{E_{\sim 2}} = q_1 q_2 \approx \frac{p_0}{p_2}, \qquad (17\text{-}28)$$

где $q_1$ — коэффициент сглаживания первого звена;

где $q_2$ — коэффициент сглаживания второго звена;

$$p_2 = \frac{E_{\sim 2}}{E_0} \cdot 100.$$

Если

$$L_{др1} = L_{др\,2} \text{ и } C_1 = C_2,$$

то необходимое произведение $LC$ одного звена

$$L_{др1} C_1 = L_{др2} C_2 \approx \frac{\sqrt{q}}{m^2 \omega^2}. \qquad (17\text{-}29)$$

Применять двухзвенный $LC$-фильтр выгодно, когда $q > 16$, так как при этом произведение суммарной индуктивности дросселей на суммарную емкость конденсаторов двухзвенного фильтра будет меньше произведения $LC$ однозвенного фильтра, имеющего такой же коэффициент сглаживания $q$. При больших значениях $q$ во избежание наводок на фильтр дроссель второго звена нужно располагать вдали от силовых трансформаторов и других источников переменных магнитных полей.

В некоторых случаях дроссели фильтра выполняются с *дополнительной (компенсирующей) обмоткой*, которая позволяет в 2—4 раза увеличить коэффициент сглаживания при включении ее навстречу основной обмотке (рис. 17-16).

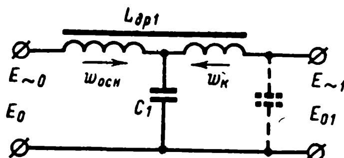



Рис. 17-16. Включение дросселя с компенсационной обмоткой.

Если необходимо иметь коэффициент сглаживания $q$, то произведение $LC$ определяют, подставляя в соответствующие формулы значение $q' = q/(2 \div 4)$. Число витков компенсирующей обмотки должно быть равно

$$w_к = \frac{w_{осн}}{q'}, \qquad (17\text{-}30)$$

где $w_{осн}$ — число витков основной обмотки дросселя.

Дроссель с компенсирующей обмоткой рекомендуется применять во втором звене двухзвенного фильтра.

*Перенапряжения на элементах фильтра* возникают при включении выпрямителей и при сбросе нагрузки.

а) Выпрямитель, работающий на емкость. При сбросе нагрузки конденсаторы заряжаются до напряжения

$$E_{Cm} = U_{2х} \sqrt{2}. \qquad (17\text{-}31)$$

б) Выпрямитель, работающий на индуктивность. При сбросе нагрузки напряжение на конденсаторах достигает величины

$$E_{Cm} = \sqrt{\frac{L_{др1} I_0^2}{C_1} + E_0^2}. \qquad (17\text{-}32)$$

При включении выпрямителя напряжение на конденсаторах достигает величины

$$E_{Cm} = E_0 \left(1 + \frac{\Delta E_{Cm}}{E_0}\right). \qquad (17\text{-}33)$$

Зависимость величины $\Delta E_{Cm}/E_0$ от отношения $\alpha_ф/\omega_ф$ дана на рис. 17-17.

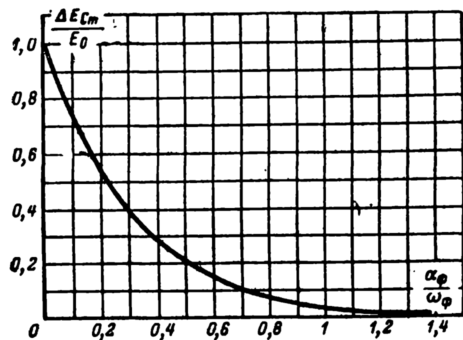



Рис. 17-17. График для расчета перенапряжений на сглаживающем фильтре.

Коэффициент затухания

$$\alpha_ф = \frac{1}{2L_{др1}} \left(R_в + \frac{L_{др1} I_0}{C_1 E_0}\right). \qquad (17\text{-}34)$$

Собственная частота фильтра

$$\omega_ф = \frac{1}{\sqrt{L_{др1} C_1}}. \qquad (17\text{-}35)$$

Внутреннее сопротивление выпрямителя $R_в$ определяется из его нагрузочной характеристики (см. рис. 17-14)

$$R_в = \frac{\Delta E_0}{\Delta I_0} = \frac{E_{0х} - E_0}{I_0}. \qquad (17\text{-}36)$$

Если $E_{Cm}$ превышает допустимую для выбранных конденсаторов величину, то последовательно с дросселем фильтра включают пусковое добавочное сопротивление $r_{доб.2}$, которое, суммируясь с $R_в$, увеличивает значение $\alpha$ и уменьшает тем самым

перенапряжение на конденсаторе. После включения выпрямителя $r_{доб2}$ должно быть выключено. Пусковое сопротивление удобнее включать в первичную обмотку анодного трансформатора выпрямителя. Тогда с $R_в$ должна суммироваться величина

$$r_{доб1}\,n^2.$$

При включении выпрямителя все выпрямленное напряжение $E_{0х}$ оказывается приложенным к обмотке дросселя фильтра, изоляция которого должна быть рассчитана на эту величину.

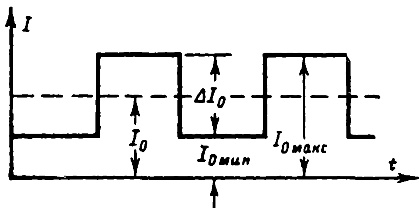



Рис. 17-18. Форма тока выпрямителя при импульсной нагрузке.

*Расчет фильтра для радиотелеграфных передатчиков и при импульсной нагрузке.* Если форма тока нагрузки имеет вид, изображенный на рис. 17-18, то при работе выпрямителя на индуктивность элементы фильтра должны удовлетворять трем условиям:

а) индуктивность дросселя $L_{др1}$ должна быть не меньше $L_{др.мин}$ [формула (17-18)];

б) произведение $L_{др1}C_1$ должно быть не меньше величины, необходимой для получения заданного коэффициента сглаживания [см. формулу (17-23)]:

в) отношение $L_{др1}/C_1$ должно удовлетворять условию

$$\frac{L_{др1}}{C_1} \leqslant \frac{\pi R_в E_0}{2\Delta I_0} b_и, \qquad (17\text{-}37)$$

где $b_и$ — наибольший коэффициент искажения импульса тока нагрузки (обычно выбирают $b_и = 0{,}1 \div 0{,}2$);

$$\Delta I_0 = I_{0\,макс} - I_{0\,мин}.$$

Наибольшее искажение импульса тока нагрузки $b_и$ будет, когда частота первой гармоники тока совпадает с собственной частотой фильтра.

В некоторых случаях применяются *фильтры-«пробки»* (рис. 17-19), настроенные на частоту первой гармоники пульсации ($mf$).

Коэффициент сглаживания

$$q \approx m\omega Z_к C_1,$$

где

$$Z_к \approx \frac{L_{др1}}{C_к r_{др}};\ C_к = \frac{2{,}5\cdot 10^4}{m^2 f^2 L_{др1}},\ мкф.$$

Фильтр-пробка не сглаживает вторую и последующие гармоники пульсации.

## *RC*-фильтры

При выпрямленных токах не более 10—15 *ма* можно рекомендовать применение *RC*-фильтров, работа которых требует выполнения неравенства

$$R_н \gg \frac{1}{m\omega C_1}.$$

Коэффициент сглаживания однозвенного фильтра

$$q = \frac{p_0}{p_1}\left(1 + \frac{\Delta E_{ф1}}{E_{01}}\right),$$

где

$$\Delta E_{ф1} = I_0 R_{ф1} = E_0 - E_{01}$$

— падение напряжения на сопротивлении фильтра $R_{ф1}$;

$E_{01}$ — напряжение на выходе фильтра.

*Связь коэффициента сглаживания с параметрами фильтра* выражается следующим уравнением:

$$q \approx m\omega R_{ф1} C_1.$$

Необходимое произведение $RC$:

$$при\ f = 50\ гц\ R_{ф1}C_1 \approx 3\cdot 10^3 \frac{q}{m};$$

$$при\ f = 400\ гц\ R_{ф1}C_1 \approx 0{,}4\cdot 10^3 \frac{q}{m}.$$

В последних двух формулах $C_1$ — в микрофарадах.

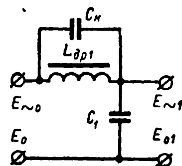



Рис. 17-19. Фильтр-пробка.

Сопротивление фильтра

$$R_{ф1} = \frac{\Delta E_{ф1}}{I_0}$$

выбирается из допустимой величины падения напряжения $\Delta E_{ф1}$.

Мощность, выделяемая на сопротивлении фильтра,

$$P_ф = \Delta E_{ф1} I_0.$$

Коэффициент сглаживания *двухзвенного фильтра*

$$q = q_1 q_2;$$

если $R_{ф1} = R_{ф2}$ и $C_1 = C_2$, то

$$R_{ф1}C_1 = R_{ф2}C_2 \approx \frac{\sqrt{q}}{m\omega}.$$

### Электронные фильтры

К выпрямительным устройствам очень часто предъявляются требования не только малой пульсации выпрямленного напряжения, но и малого выходного (внутреннего) сопротивления выпрямителя. Последнее требование предъявляется в тех случаях, когда периодические колебания тока нагрузки выпрямителя не должны вызывать заметного изменения выпрямленного напряжения.

Очевидно, что малая пульсация может быть получена путем увеличения индуктивности и емкости сглаживающего фильтра, а низкое выходное сопротивление для периодических изменений тока нагрузки — увеличением выходной емкости фильтра. Однако если частота колебаний тока нагрузки мала (порядка единиц — десятков герц), то размеры фильтра возрастают настолько, что исключают возможность его использования.

Оба указанных выше требования сравнительно легко выполняются с помощью электронных стабилизаторов напряжения. Однако в тех случаях, когда стабилизация выпрямленного напряжения не нужна, для уменьшения пульсации и выходного сопротивления целесообразно использовать электронные фильтры, которые имеют более высокий к. п. д. по сравнению с электронными стабилизаторами.

Электронные фильтры целесообразно применять в нестабилизированных выпрямителях, когда ток нагрузки выпрямителя изменяется с очень низкой частотой (порядка единиц — десятков герц). В таких случаях электронные фильтры позволяют значительно уменьшить величину выходной емкости фильтра $C_1$. Наиболее выгодно использовать электронные фильтры в нестабилизированных высоковольтных выпрямителях (при $E_0 > 500 \div 700$ *в*).

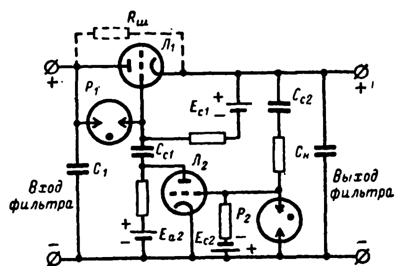



Рис. 17-20. Схема электронного фильтра.

Одна из возможных схем фильтра с одним каскадом усиления приведена на рис. 17-20. Источник постоянного напряжения (выпрямитель), обладающий внутренним сопротивлением $R_в$, включен на электронный фильтр, состоящий из ламп $Л_1$, $Л_2$, конденсаторов $C_{c1}$, $C_{c2}$, $C_1$, $C_н$ и сопротивлений в цепях сеток и анодов ламп.

Рассмотрим работу электронного фильтра при периодических колебаниях тока нагрузки, вызванных периодическими изменениями сопротивления нагрузки. Если сопротивление нагрузки увеличивается, то ток в цепи нагрузки уменьшается, а напряжение на входе электронного фильтра возрастает за счет уменьшения падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника $R_в$. Так как в этот момент напряжение на нагрузке также стремится возрасти, то это вызывает уменьшение отрицательного потенциала на сетке усилительной лампы $Л_2$ и соответствующее увеличение отрицательного потенциала на сетке регулирующей лампы $Л_1$. В результате почти весь избыток напряжения источника падает на лампе $Л_1$, а выходное напряжение остается почти без изменений. Периодически изменяющиеся потенциалы передаются на сетки ламп через конденсаторы $C_{c1}$, $C_{c2}$, емкость которых определяется наинизшей частотой колебаний тока нагрузки.

Уменьшение сопротивления нагрузки приводит к снижению выходного напряжения из-за роста падения напряжения на внутреннем сопротивлении источника. При этом потенциал сетки регулирующей лампы станет менее отрицательным, вследствие чего падение напряжения на лампе уменьшится почти на столько, на сколько увеличилось падение напряжения на внутреннем сопротивлении из-за увеличения тока нагрузки. В результате напряжение на выходе фильтра останется и в этом случае почти без изменений.

Подобным же образом электронный фильтр ослабляет пульсацию источника постоянного напряжения.

Способность электронного фильтра поддерживать постоянство выходного напряжения при периодических колебаниях тока нагрузки позволяет рассматривать выпрямитель с электронным фильтром как источник напряжения с низким выходным сопротивлением.

Для уменьшения рассеяния на аноде регулирующей лампы ее можно шунтировать сопротивлением $R_ш$ при условии, что колебания тока нагрузки невелики, а также если шунтирование не вызовет недопустимого ослабления сглаживающего действия фильтра.

Выходное сопротивление электронного фильтра

$$Z_{вых.ф} = \frac{\sqrt{R_в^2 + 2R_в R_{ip} K_ш + R_{ip}^2 K_ш^2 X^2}}{(1 + \mu_р K K_ш) X},$$

где $R_{ip}$ — внутреннее сопротивление регулирующей лампы $Л_1$;

$\mu_р$ — коэффициент усиления регулирующей лампы;

$K$ — коэффициент усиления усилителя;

$$K_ш = \frac{R_ш}{R_{ip} + R_ш};$$

$R_{ш}$ — сопротивление, шунтирующее регулирующую лампу;

$$X = \sqrt{1 + \Omega^2 R_в^2 C_1^2};$$

$\Omega$ — угловая частота колебаний тока нагрузки.

Коэффициент сглаживания электронного фильтра

$$q \approx K_{ш} \sqrt{\mu_р^2 K^2 + m^2 \omega^2 C_н^2 R_{ip}^2},$$

где $C_н$ — емкость на выходе электронного фильтра.

Регулирующая и усилительная лампы должны работать на линейных участках характеристик без захода в область сеточных токов. Минимальное анодное напряжение регулирующей лампы должно быть таким, чтобы через лампу протекал максимальный ток нагрузки при отрицательном напряжении на сетке. Для защиты от перенапряжений в схемах высоковольтных выпрямителей служат разрядники $P_1$ и $P_2$ с малым пробивным напряжением.

### Полупроводниковые фильтры

Уменьшение габаритов и веса сглаживающих фильтров в ряде случаев может быть достигнуто при использовании полупроводниковых фильтров, принцип действия которых в первом приближении состоит в следующем.

Фильтр с последовательно включенным транзистором подобен в некоторой степени *LC*- и *RC*-фильтрам, в которых элемент *L* или *R* заменен переходом эмиттер—коллектор транзистора, обладающим большим сопротивлением переменному току. На базу транзистора подается переменное напряжение в такой фазе, которая вызывает увеличение сопротивления транзистора при положительном полупериоде пульсации и уменьшение его при отрицательном полупериоде. Эта связь по базе усиливает сглаживающее действие фильтра.

*Схема полупроводникового фильтра с нагрузкой в цепи эмиттера* приведена на рис. 17-21.

а) Напряжение коллектор—эмиттер $E_{к.э}$ должно быть на 2—3 *в* больше амплитуды напряжения пульсации на входе фильтра $E_{\sim 0}$.

б) Ток базы $I_б$ определяется по характеристикам транзистора для заданного значения $I_0 \approx I_к$.

в) Сопротивление в цепи базы $R_б$

$$R_б = \frac{E_{к.э}}{I_б}.$$

г) Емкость в цепи базы

$$C_б \approx \frac{2q}{m \omega R_б}.$$

Схема на рис. 17-21 позволяет получить $q = 50 \div 200$. Для увеличения коэффициента сглаживания можно разделить сопротивление $R_б$ на две части и между ними включить емкость (показано пунктиром). Для увеличения $q$ последовательно с $R_б$ включают дроссель с индуктивностью 0,5—5 *гн*.

При больших токах нагрузки применяют составные транзисторы, что позволяет уменьшить ток через $R_б$ и увеличить $q$.

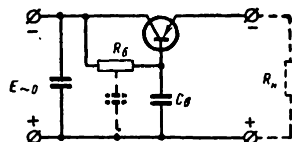



Рис. 17-21. Схема полупроводникового фильтра с нагрузкой в цепи эмиттера.

Для двухзвенного фильтра коэффициент сглаживания равен произведению коэффициентов сглаживания каждого звена.

Для того чтобы уменьшить зависимость напряжения на выходе фильтра от тока нагрузки, базовую цепь транзистора следует питать от делителя $R_1$, $R_2$, как это показано на рис. 17-22.

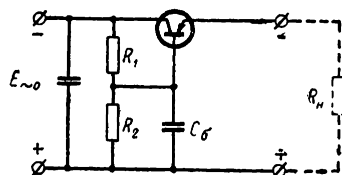



Рис. 17-22. Вариант схемы полупроводникового фильтра с нагрузкой в цепи эмиттера.

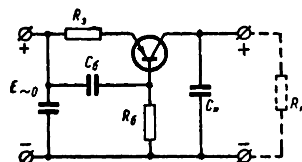



Рис. 17-23. Схема полупроводникового фильтра с нагрузкой в цепи коллектора.

Ток делителя при этом должен быть в 5—10 раз больше тока базы.

*Схема полупроводникового фильтра с нагрузкой в цепи коллектора* (рис. 17-23) обладает более высоким коэффициентом сглаживания (100—1 000). Однако выходное напряжение в этой схеме очень сильно зависит от тока нагрузки, что ограничивает возможность ее применения.

Использование полупроводниковых фильтров ограничивается эксплуатационными особенностями транзисторов: большим разбросом параметров, зависимостью пара-

метров от температуры, чувствительностью к перенапряжениям и т. д.

При использовании в различных типах фильтров электролитических конденсаторов типов ЭТО, ЭГЦ и др. следует иметь в виду, что их емкость чрезвычайно сильно зависит от температуры и от частоты переменной составляющей пульсации ($mf$). Для конденсаторов типа ЭТО-2 эта зависимость приведена на рис. 17-24.

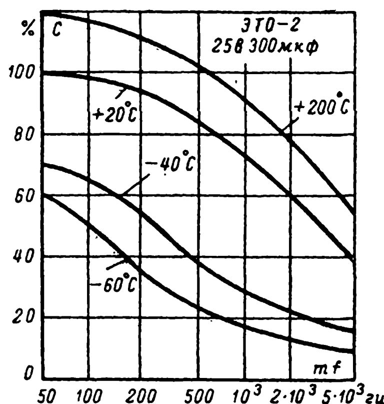



Рис. 17-24. Зависимость емкости конденсаторов ЭТО-2 от температуры и частоты.

## 17-3. ТРАНСФОРМАТОРЫ, АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ И ДРОССЕЛИ СГЛАЖИВАЮЩИХ ФИЛЬТРОВ

### Трансформаторы

Ниже приводится метод расчета трансформаторов питания малой и средней мощности (до 10 *ква*).

Для расчета трансформатора или автотрансформатора должны быть заданы: действующие напряжения обмоток $U_1$, $U_2$ и т. д.; действующие токи обмоток $I_1$, $I_2$ и т. д.: частота питающей сети $f$.

Габаритную мощность трансформатора $P_{\text{габ}}$ определяют как полусумму вольт-ампер всех обмоток по формуле (17-16).

Если трансформатор имеет обмотки, работающие на выпрямители, то при расчете по формуле (17-16) следует учитывать напряжения и токи всех фаз выпрямителей ($m_2U_2I_2$, $m_3U_3I_3$... и т. д.), например, для трехфазного трансформатора $3U_1I_1$, $3U_2I_2$... и т. д.

С достаточной степенью точности ток первичной обмотки равен сумме токов, вызванных всеми вторичными обмотками,

$$I_{1\text{общ}} = I_{1(2)} + I_{1(3)} + I_{1(4)} + \cdots$$

Составляющие тока первичной обмотки, вызванные токами вторичных обмоток, нагруженных на выпрямители, определяют по формулам табл. 17-2, 17-5 и 17-7; составляющие, вызванные токами обмоток, нагруженных на активные сопротивления (обмотки накала и др.), определяют из выражения

$$I_{1(\text{к})} = n_{\text{к}} I_{\text{к}},$$

где $k$ — порядковый номер обмотки;

Ток первичной обмотки с учетом потерь в трансформаторе

$$I'_{1\text{общ}} \approx \frac{I_{1\text{общ}}}{\eta_{\text{тр}}}.$$

*Геометрические размеры сердечника* определяют по формуле

$$Q_{\text{ст}} Q_0 = \frac{P_{\text{габ}} \cdot 10^2}{2{,}22 f B \delta \eta_{\text{тр}} s k_{\text{с}} k_{\text{м}}}, \qquad (17\text{-}38)$$

где $Q_{\text{ст}}$ — полное сечение стержня, несущего обмотки, *см²*;
$Q_0$ — площадь окна сердечника, приходящаяся на обмотки одного стержня, *см²*;
$B$ — максимальная индукция в сердечнике, *тл*;
$\delta$ — плотность тока в обмотках, *а/мм²*;
$\eta_{\text{тр}}$ — к. п. д. трансформатора;
$s$ — число стержней трансформатора, несущих обмотки;
$k_{\text{с}}$ — коэффициент заполнения сечения сердечника сталью;
$k_{\text{м}}$ — коэффициент заполнения окна медью обмотки.

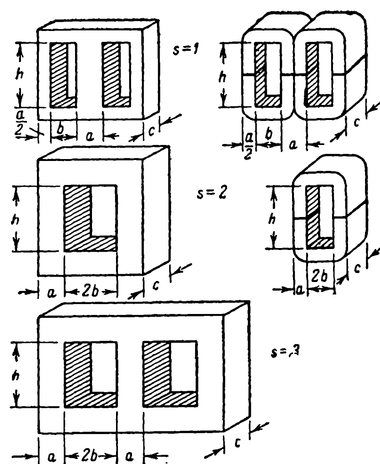



Рис. 17-25. Типы сердечников трансформаторов: броневой ($s=1$), стержневой ($s=2$) и трехфазный ($s=3$).

В соответствии с рис. 17-25

$$Q_{\text{ст}} = ac; \quad Q_0 = bh.$$

Значения $B$, $\delta$, $\eta_{\text{тр}}$ зависят от габаритной мощности, марки стали, частоты сети. Зна-

Таблица 17-8

**Рекомендуемые значения индукции $B$ и средние значения коэффициентов $\delta$, $\eta_{тр}$, $k_с$ и $k_м$**

<table>
<tr><td rowspan="3"></td><td>Марка стали</td><td>$k_с$</td><td>Марка стали</td><td>$k_с$</td><td>Марка стали</td><td>$k_с$</td><td>Марка стали</td><td>$k_с$</td><td colspan="2" rowspan="2">$\delta$, $а/мм^2$</td><td colspan="2" rowspan="2">$\eta_{тр}$</td><td rowspan="6">$k_м$ для проводов марок ПЭЛ, ПЭВ, ПЭТ</td></tr>
<tr><td>Э310<br>Э320<br>Э330</td><td>0,95—0,97</td><td>Э340<br>Э350<br>Э360</td><td>0,75——0,88</td><td>Э310<br>Э320<br>Э330</td><td>0,93—0,95</td><td>Э340<br>Э350<br>Э360</td><td>0,75—0,88</td></tr>
<tr><td>Э41<br>Э42<br>Э43</td><td>0,89—0,93</td><td></td><td></td><td>Э44<br>Э45<br>Э46</td><td>0,82—0,89</td><td></td><td></td><td colspan="4">Для частот $f$, $гц$</td></tr>
<tr><td>Толщина</td><td colspan="2">0,35—0,5 $мм$</td><td colspan="2">0,05—0,1 $мм$</td><td colspan="2">0,2—0,35 $мм$</td><td colspan="2">0,05—0,1 $мм$</td><td rowspan="3">50</td><td rowspan="3">400</td><td rowspan="3">50</td><td rowspan="3">400</td></tr>
<tr><td rowspan="2">$P_{габ}$, $ва$</td><td colspan="8">Индукция $B$, $тл$, для частот $f$, $гц$</td></tr>
<tr><td colspan="4">50</td><td colspan="4">400</td></tr>
<tr><td>10</td><td colspan="2">1,1</td><td colspan="2">1,2</td><td colspan="2">1,0</td><td colspan="2">1,15</td><td>4,8</td><td>7,2</td><td>0,85</td><td>0,78</td><td>0,22</td></tr>
<tr><td>20</td><td colspan="2">1,26</td><td colspan="2">1,4</td><td colspan="2">1,08</td><td colspan="2">1,33</td><td>3,9</td><td>6</td><td>0,89</td><td>0,83</td><td>0,26</td></tr>
<tr><td>40</td><td colspan="2">1,37</td><td colspan="2">1,55</td><td colspan="2">1,13</td><td colspan="2">1,47</td><td>3,2</td><td>5</td><td>0,92</td><td>0,86</td><td>0,28</td></tr>
<tr><td>70</td><td colspan="2">1,39</td><td colspan="2">1,6</td><td colspan="2">1,14</td><td colspan="2">1,51</td><td>2,8</td><td>4,2</td><td>0,94</td><td>0,88</td><td>0,3</td></tr>
<tr><td>100</td><td colspan="2">1,35</td><td colspan="2">1,6</td><td colspan="2">1,12</td><td colspan="2">1,5</td><td>2,5</td><td>3,8</td><td>0,95</td><td>0,9</td><td>0,31</td></tr>
<tr><td>200</td><td colspan="2">1,25</td><td colspan="2">1,51</td><td colspan="2">1,02</td><td colspan="2">1,4</td><td>2</td><td>3,1</td><td>0,96</td><td>0,92</td><td>0,32</td></tr>
<tr><td>400</td><td colspan="2">1,13</td><td colspan="2">1,43</td><td colspan="2">0,92</td><td colspan="2">1,3</td><td>1,6</td><td>2,5</td><td>0,97</td><td>0,94</td><td>0,33</td></tr>
<tr><td>700</td><td colspan="2">1,05</td><td colspan="2">1,35</td><td colspan="2">0,83</td><td colspan="2">1,2</td><td>1,3</td><td>2,1</td><td>0,97</td><td>0,95</td><td>0,34</td></tr>
<tr><td>1 000</td><td colspan="2">1,0</td><td colspan="2">1,3</td><td colspan="2">0,78</td><td colspan="2">1,15</td><td>1,2</td><td>1,8</td><td>0,97</td><td>0,95</td><td>0,35</td></tr>
<tr><td>2 000</td><td colspan="2">0,9</td><td colspan="2">1,2</td><td colspan="2">0,68</td><td colspan="2">1,05</td><td>1,1</td><td>1,5</td><td>0,97</td><td>0,95</td><td>0,36</td></tr>
<tr><td>4 000</td><td colspan="2">0,8</td><td colspan="2">1,1</td><td colspan="2">0,58</td><td colspan="2">0,95</td><td>1</td><td>1,5</td><td>0,97</td><td>0,95</td><td>0,36</td></tr>
<tr><td>7 000</td><td colspan="2">0,72</td><td colspan="2">1,02</td><td colspan="2">0,5</td><td colspan="2">0,87</td><td>1</td><td>1,4</td><td>0,97</td><td>0,95</td><td>0,37</td></tr>
<tr><td>10 000</td><td colspan="2">0,68</td><td colspan="2">0,97</td><td colspan="2">0,45</td><td colspan="2">0,82</td><td>1</td><td>1,4</td><td>0,97</td><td>0,95</td><td>0,37</td></tr>
</table>

Продолжение табл. 17-8

**Ориентировочные значения коэффициента заполнения окна $k_м$ для некоторых марок проводов в зависимости от их диаметра при напряжениях обмоток до 1 000 $в$**

<table>
<tr><td>Марка провода</td><td>Диаметр провода, $мм$</td><td>$k_м$</td><td>Примечание</td></tr>
<tr><td>ПЭЛ, ПЭВ, ПЭТ</td><td>0,05—0,1<br>0,1—0,2<br>0,2—0,5<br>0,5—1,5</td><td>0,15—0,2<br>0,18—0,25<br>0,22—0,3<br>0,27—0,35</td><td rowspan="4">С ростом напряжения обмоток трансформатора коэффициент заполнения $k_м$ снижается</td></tr>
<tr><td>ПЭЛШО</td><td>0,1—0,2<br>0,2—0,5</td><td>0,12—0,19<br>0,17—0,25</td></tr>
<tr><td>ПЭЛШД, ПШД, ПЭЛБО</td><td>0,2—0,5</td><td>0,15—0,22</td></tr>
<tr><td>ПБД, ПЭЛБД</td><td>0,5—1,5<br>1,5—4,5</td><td>0,16—0,25<br>0,22—0,3</td></tr>
</table>

чение $k_с = Q_с/Q_{ст}$ ($Q_с$ — чистое сечение стали) зависит от толщины листов или ленты сердечника.

Значение $k_м = Q_м/Q_о$ ($Q_м$ — чистое сечение меди) зависит от марки провода и $P_{габ}$.

Рекомендуемые значения $B$, $\delta$ и средние значения $\eta_{тр}$, $k_с$, $k_м$ приведены в табл. 17-8.



Ориентировочное значение ширины стержня определяют по формуле

$$a \approx 0{,}7 \sqrt[4]{Q_{ст} Q_о}\,,\ см. \qquad (17\text{-}39)$$

Выбирают стандартную пластину для сердечника или стандартный витой разрезной сердечник (табл. 17-9), имеющие размер $a$, близкий к полученному значению. Определяют толщину набора (пакета) для сердечника из пластин или ширину ленты для витого сердечника

$$c = \frac{Q_{ст} Q_о}{abh}\,,\ см, \qquad (17\text{-}40)$$

где $b$ — ширина окна, $см$;
$h$ — высота окна, $см$.

Рекомендуется, чтобы

$$a \leqslant c \leqslant 2a.$$

Выбранный стандартный размер $c$ должен быть не менее расчетной величины, вычисленной по формуле (17-40). При проектировании нового размера сердечника рекомендуется пользоваться выражением (17-39), а также соотношениями

$$b \approx a;\ c \approx 1{,}5a;\ h \approx 2{,}5a.$$

*Расчет обмоток трансформатора.* Определяют э. д. с. одного витка обмотки

$$e = 4{,}44 f B Q_{ст} k_с \cdot 10^{-4}. \qquad (17\text{-}41)$$

Таблица 17-9

**Стандартные витые разрезные сердечники броневого типа из стали Э340, Э350, Э360 (ХВП) толщиной 0,08 *мм***

| Тип | *a, см* | *b, см* | *h, см* | *c, см* | $l_с$, *м* | $l_м$, *м* | $Q_{ст}$, *см*² | $Q_0$, *см*² | $Q_{ст}\,Q_0$, *см*⁴ | $Q_{ст}\,l_с$, *см*²·*м* | *G, кг* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Ш6 | 0,6 | 0,6 | 1,5 | 0,65<br>0,8<br>1<br>1,25 | 0,051 | 0,044<br>0,047<br>0,051<br>0,056 | 0,39<br>0,48<br>0,6<br>0,75 | 0,9 | 0,35<br>0,43<br>0,54<br>0,68 | 0,020<br>0,024<br>0,031<br>0,038 | 0,014<br>0,017<br>0,021<br>0,026 |
| Ш8 | 0,8 | 0,8 | 2 | 0,8<br>1<br>1,25<br>1,6 | 0,069 | 0,057<br>0,061<br>0,066<br>0,073 | 0,64<br>0,8<br>1<br>1,28 | 1,6 | 1,02<br>1,28<br>1,6<br>2,04 | 0,044<br>0,055<br>0,069<br>0,088 | 0,030<br>0,037<br>0,047<br>0,060 |
| Ш10 | 1 | 1 | 2,5 | 1<br>1,25<br>1,6<br>2 | 0,086 | 0,071<br>0,076<br>0,083<br>0,091 | 1<br>1,25<br>1,6<br>2 | 2,5 | 2,5<br>3,12<br>4<br>5 | 0,086<br>0,108<br>0,138<br>0,172 | 0,059<br>0,073<br>0,094<br>0,117 |
| Ш12 | 1,2 | 1,2 | 3 | 1,25<br>1,6<br>2<br>2,5 | 0,103 | 0,087<br>0,094<br>0,102<br>0,112 | 1,5<br>1,92<br>2,4<br>3 | 3,6 | 5,4<br>6,9<br>8,6<br>10,8 | 0,154<br>0,197<br>0,246<br>0,308 | 0,105<br>0,135<br>0,168<br>0,211 |
| Ш16 | 1,6 | 1,6 | 4 | 1,6<br>2<br>2,5<br>3,2 | 0,137 | 0,114<br>0,122<br>0,132<br>0,146 | 2,56<br>3,2<br>4<br>5,1 | 6,4 | 16,4<br>20,6<br>25,6<br>32,8 | 0,350<br>0,437<br>0,546<br>0,696 | 0,239<br>0,299<br>0,374<br>0,477 |
| Ш20 | 2 | 2 | 5 | 2<br>2,5<br>3,2<br>4 | 0,171 | 0,143<br>0,153<br>0,167<br>0,183 | 4<br>5<br>6,4<br>8 | 10 | 40<br>50<br>64<br>80 | 0,682<br>0,853<br>1,09<br>1,37 | 0,468<br>0,585<br>0,748<br>0,935 |
| Ш25 | 2,5 | 2,5 | 6,25 | 2,5<br>3,2<br>4<br>5 | 0,214 | 0,179<br>0,193<br>0,209<br>0,229 | 6,25<br>8<br>10<br>12,5 | 15,6 | 98<br>125<br>156<br>195 | 1,34<br>1,71<br>2,14<br>2,68 | 1,914<br>1,17<br>1,47<br>1,83 |
| Ш32 | 3,2 | 3,2 | 8 | 3,2<br>4<br>5<br>6,4 | 0,274 | 0,228<br>0,244<br>0,264<br>0,292 | 10,2<br>12,8<br>16<br>20,5 | 25,6 | 261<br>328<br>410<br>525 | 2,79<br>3,50<br>4,38<br>5,61 | 1,91<br>2,39<br>2,99<br>3,84 |
| Ш40 | 4 | 4 | 10 | 4<br>5<br>6,4<br>8 | 0,343 | 0,286<br>0,306<br>0,334<br>0,366 | 16<br>20<br>25,6<br>32 | 40 | 640<br>800<br>1 020<br>1 280 | 5,48<br>6,85<br>8,75<br>11 | 3,74<br>4,68<br>5,99<br>7,49 |

Определяют ориентировочное значение падения напряжения в обмотках

$$\Delta U_к \approx 1{,}5\cdot 10^{-3} U_к \frac{\delta a}{e}. \qquad (17\text{-}42)$$

Число витков первичной обмотки равно:

$$w_1 = \frac{U_1 - \Delta U_1}{e}. \qquad (17\text{-}43)$$

Число витков вторичных обмоток определяют по формуле

$$w_к = \frac{U_к + \Delta U_к}{e}. \qquad (17\text{-}44)$$

Диаметр проводов обмоток (без изоляции)

$$d_к = 1{,}13\sqrt{\frac{I_к}{\delta}},\ мм. \qquad (17\text{-}45)$$

Для уточнения падения напряжения в обмотках определяют среднюю длину витка обмоток

$$l_м = [2(a + c) + \pi b]\,10^{-2},\ м \qquad (17\text{-}46)$$

и длину обмоток

$$l_к = w_к l_м,\ м. \qquad (17\text{-}47)$$

Точное значение падения напряжения

$$\Delta U_к = I_к r_к = 2{,}25\cdot 10^{-2} I_к \frac{l_к}{d_к^2}. \qquad (17\text{-}48)$$

*Ток намагничивания* трансформатора определяют по формуле

$$I_\mu = \frac{Hl_c}{w_1}, \qquad (17\text{-}49)$$

где $H$ — напряженность магнитного поля, *а/м* (определяется по кривым на рис. 17-26).

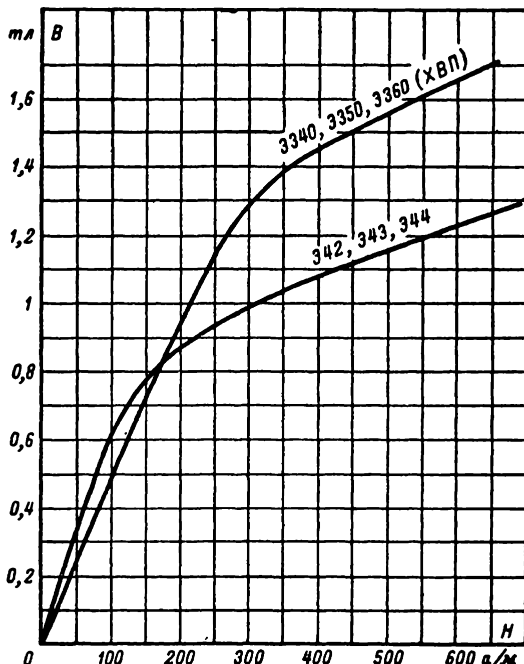



Рис. 17-26. Кривые намагничивания трансформаторной стали.

1 $а/м = 4\pi \cdot 10^{-3}$ $э \approx 0{,}0126$ $э$; 1 $э \approx 80$ $а/м$.

Определяют среднюю длину магнитной линии для сердечников броневого типа

$$l_c = \left[2(b+h) + \pi\frac{a}{2}\right]10^{-2}, \ м; \quad (17\text{-}50)$$

для сердечников стержневого типа и трехфазных

$$l_c = [2(2b+h) + \pi a]\,10^{-2}, \ м. \quad (17\text{-}50a)$$

*Вес сердечника* определяют по формулам:

для сердечников броневого типа

$$G = 2ac(a+b+h)\,\gamma_c k_c \cdot 10^{-3}, \ кг;$$

для сердечников стержневого типа

$$G = 2ac(2a+2b+h)\,\gamma_c k_c \cdot 10^{-3}, \ кг;$$

для трехфазных сердечников

$$G = ac(6a+8b+3h)\,\gamma_c k_c \cdot 10^{-3}, \ кг,$$

$\gamma_c$ — удельный вес стали.

Для марок Э42, Э43, Э44 $\gamma_c = 7{,}55$ *кг/дм³*; для марок Э340, Э350, Э360 $\gamma_c = 7{,}65$ *кг/дм³*.

*Потери в сердечнике* определяют по формуле

$$P_c = p_{уд} G.$$

Удельные потери в стали $p_{уд}$ в зависимости от индукции, частоты и марки стали определяют по графику на рис. 17-27.

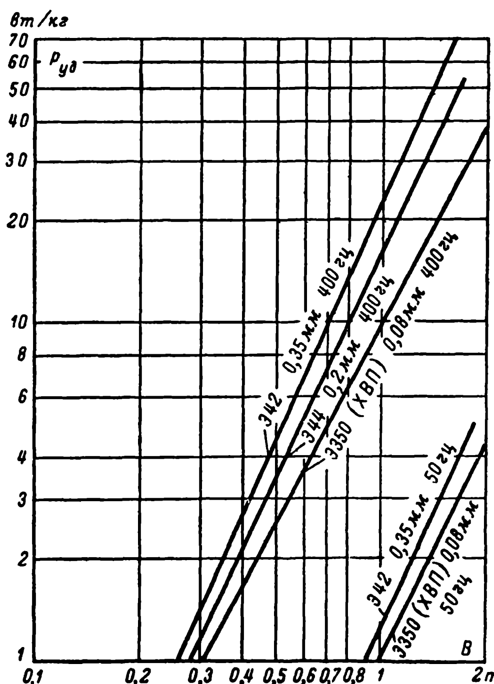



Рис. 17-27. Удельные потери в трансформаторной стали.

*Ток холостого хода* трансформатора равен:

$$I_x = \sqrt{\left(\frac{P_c}{U_1}\right)^2 + I_\mu^2}\,.$$

*Ток первичной обмотки* с учетом потерь

$$I'_{1общ} = \sqrt{\left(I_{1общ} + \frac{P_c}{U_1}\right)^2 + I_\mu^2}\,.$$

*Потери в меди* трансформатора

$$P_м = (I'_{1общ})^2 r_1 + I_2^2 r_2 + I_3^2 r_3 + \cdots$$

### Автотрансформаторы

Автотрансформаторы целесообразно использовать, когда требуется получить напряжение, сравнительно мало отличающееся от напряжения питающей сети (не более чем на 30—40%). При этом габариты и вес

автотрансформатора будут меньше, чем трансформатора при той же мощности в нагрузке. Недостатком автотрансформаторов является наличие гальванической связи нагрузки с питающей сетью.

*Габаритная мощность.* Автотрансформатор в наиболее общем случае имеет следующие обмотки (рис. 17-28): повышающую (*аг*) с напряжением $U_2$ и током нагрузки

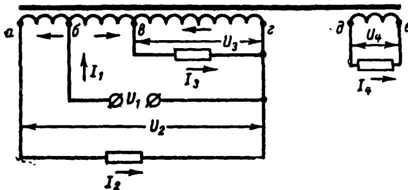



Рис 17-28. Схема автотрансформатора с отдельной изолированной обмоткой.

$I_2$; понижающую (*вг*) с напряжением $U_3$ и током нагрузки $I_3$; отдельную изолированную обмотку (*де*) с напряжением $U_4$ и током нагрузки $I_4$.

Габаритная мощность такого автотрансформатора

$$P_{\text{габ}} = \frac{U_1 I_{1\text{общ}} + U_2 I_2 + U_3 I_3 + U_4 I_4}{2} - (U_1 I_2 + U_3 I_{1\text{общ}} - U_3 I_2),$$

где

$$I_{1\text{общ}} = I_{1(2)} + I_{1(3)} + I_{1(4)} = \frac{U_2}{U_1} I_2 + \frac{U_3}{U_1} I_3 + \frac{U_4}{U_1} I_4 = n_2 I_2 + n_3 I_3 + n_4 I_4.$$

Частные случаи:

а) $U_3 = U_4 = 0$ (повышающий автотрансформатор)

$$P_{\text{габ}} = U_2 I_2 \left(\frac{n_2 - 1}{n_2}\right);$$

б) $U_2 = U_4 = 0$ (понижающий автотрансформатор)

$$P_{\text{габ}} = U_3 I_3 (1 - n_3).$$

*Токи в обмотках автотрансформатора:*

$$I_{\text{аб}} = I_2;$$

$$I_{\text{бв}} = I_{1\text{общ}} - I_2;$$

$$I_{\text{вг}} = I_3 - I_{\text{общ}} + I_2;$$

$$I_{\text{де}} = I_4.$$

Дальнейший расчет автотрансформатора не отличается от приведенного выше расчета трансформатора.

### Дроссели сглаживающих фильтров

Для конструктивного расчета дросселя фильтра должны быть заданы индуктивность $L_{\text{др}}$ и постоянный ток через дроссель $I_0$.

Для дросселей с сердечниками из сталей марок Э42, Э43, Э44, Э340, Э350, Э360 (ХВП) и с обмотками из эмалированного провода (ПЭЛ, ПЭВ) определяют ориентировочную ширину стержня сердечника по формуле

$$a \approx 2{,}6 \sqrt[4]{L_{\text{др}} I_0^2}, \; см. \qquad (17\text{-}51)$$

Определяют ориентировочное значение сечения стержня сердечника

$$Q'_{\text{ст}} = 1{,}5 a^2, \; см^2. \qquad (17\text{-}52)$$

Выбирают стандартный сердечник, у которого размер $a$ близок к полученному из расчета значению.

Определяют толщину набора (пакета) или ширину ленты

$$c = \frac{Q'_{\text{ст}}}{a}. \qquad (17\text{-}53)$$

Желательно, чтобы

$$a \leqslant c \leqslant 2a.$$

Уточняют сечение сердечника $Q_{\text{ст}}$ для выбранного стандартного размера $c$, при этом должно соблюдаться условие

$$Q_{\text{ст}} = ac \geqslant Q'_{\text{ст}}. \qquad (17\text{-}54)$$

Определяют среднюю длину магнитной линии $l_c$ по формулам (17-50) или (17-50а) и среднюю длину витка обмотки $l_м$ по формуле (17-46).

Определяют вспомогательный коэффициент

$$M = \frac{L_{\text{др}} I_0^2}{Q_{\text{ст}} l_c \cdot 10^2}. \qquad (17\text{-}55)$$

По графику на рис. 17-29 определяют оптимальную длину воздушного зазора в сердечнике $l_z$ % (в процентах от $l_c$) и величину магнитной проницаемости сердечника $\mu_z$ с учетом воздушного зазора.

Определяют толщину изоляционной прокладки, образующей зазор в сердечнике,

$$\frac{l_z}{2} = 5 l_{z\%} l_c, \; мм. \qquad (17\text{-}56)$$

Определяют число витков обмотки

$$w_{\text{др}} = 10^5 \sqrt{\frac{L_{\text{др}} l_c}{1{,}26 \mu_z Q_{\text{ст}}}}. \qquad (17\text{-}57)$$

Определяют диаметр провода обмотки (без изоляции), задаваясь плотностью тока $\delta$ в пределах 3—5 $а/мм^2$,

$$d = 1{,}13 \sqrt{\frac{I_0}{\delta}}. \qquad (17\text{-}58)$$

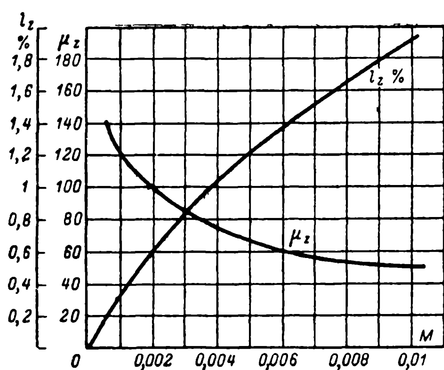



Рис. 17-29. График для определения оптимального воздушного зазора и магнитной проницаемости сердечника дросселя.

Проверяют коэффициент заполнения окна сердечника

$$k_м = 8 \cdot 10^{-3} \frac{w_{др} d^2}{bh}. \qquad (17\text{-}59)$$

Если полученная величина $k_м$ превышает 0,35 (для проводов ПЭЛ, ПЭВ), то следует выбрать сердечник с большей площадью окна.

Определяют фактическое активное сопротивление дросселя по формуле

$$r_{др} = \frac{2,25 w_{др}}{d^2 \cdot 10^2} l_м \qquad (17\text{-}60)$$

и уточняют падение напряжения на дросселе $\Delta E_{др}$.

Экономичный способ построения ряда стандартных дросселей приведен в табл. 17-10. Все типы дросселей, расположенные по одной диагонали таблицы, размещаются на сердечнике одного размера. Таким образом, для изготовления 117 типов дросселей понадобится всего 7 типов сердечников.

Данные сердечников каждой диагонали:

$$1 - L_{др} I_0^2;\ \tau = L_{др}/r_{др};\ 2 - 2L_{др} I_0^2,\ \sqrt{2}\tau;\ 3 - 4L_{др} I_0^2,\ 2\tau;\ 4 - 8L_{др} I_0^2,\ 2\sqrt{2}\tau;\ 5 - 16L_{др} I_0^2,\ 4\tau;\ 6 - 32L_{др} I_0^2,\ 4\sqrt{2}\tau;\ 7 - 64L_{др} I_0^2,\ 8\tau.$$

Таблица 17-10

| Индуктивность $L_{др}$, гн | Ток $I_0$, а | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | 0,05 | 0,07 | 0,1 | 0,14 | 0,2 | 0,28 | 0,4 | 0,56 | 0,8 | 1,1 | 1,6 | 2,2 | 3,2 | 4,5 | 6,4 | 9 | 13 | 18 | 26 |
| $0,15 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $0,3 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $0,6 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $1,2 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $2,5 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $5 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| $10 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | | 4 | | | | | | | | | | |
| $20 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | | 3 | | | | | | | | | | | |
| $40 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | | 2 | | | | | | | | | | | | |
| $80 \cdot 10^{-3}$ | | | | | | 1 | | | | | | | | | | | | | |
| 0,16 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 0,3 | | | | | | | | | | | | 5 | | | | | | | |
| 0,6 | | | | | | | | | | | 6 | | | | | | | | |
| 1,2 | | | | | | | | | | 7 | | | | | | | | | |
| 2,5 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 5 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 10 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| 20 | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |

## 17-4. РАСЧЕТ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ СО СГЛАЖИВАЮЩИМ ФИЛЬТРОМ

Ниже приводятся примеры расчета выпрямителей, работающих на емкость и индуктивность, по методике, рассмотренной в § 17-1—17-3.

### Расчет выпрямителя, работающего на емкость

Исходные данные для расчета (см. § 17-1): выпрямленное напряжение $E_0 = 500$ *в*; выпрямленный ток $I_0 = 0,3$ *а*; коэффициент пульсации $p_0 = 0,1$ (10%); напряжение сети $U_c = 127$ *в*; частота $f = 50$ *гц*; температура окружающей среды от —40 до +70° С.

Исходя из заданных значений выпрямленных напряжения и тока, выбираем однофазную мостовую схему выпрямителя (рис. 17-30). Расчетные формулы для этой схемы см. в табл. 17-2. После расчета выпрямителя значения $U_{обр}$ и $I_m$ уточняются:

$$I_{ов} = \frac{I_0}{2} = \frac{0,3}{2} = 0,15a;$$

$$U_{обр} \approx 1,5E_0 = 1,5\cdot 500 = 750\ в;$$

$$I_m \approx 3,5I_0 = 3,5\cdot 0,3 = 1,05a.$$

В качестве вентилей выбираем кремниевые диоды типа Д237Б, имеющие следую-

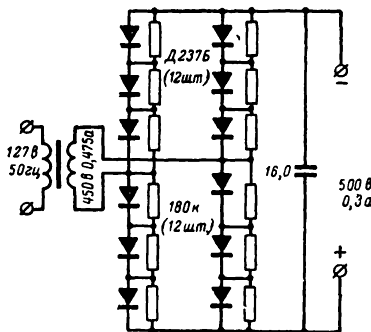



Рис. 17-30. Схема выпрямителя, работающего на емкость (к примеру расчета).

щие параметры при окружающей температуре +70° С:

$$I_{ов.макс} = 0,2a > I_{ов};$$

$$U_{обр.макс} = 400_в < U_{обр};$$

$$I_{m\ макс} = 6I_{ов\ макс} = 6\cdot 0,2 = 1,2a > I_m;$$

$$\Delta E_в \approx 1\ в.$$

Исходя из обратного напряжения, действующего в схеме, необходимо в каждое из четырех плеч схемы включить $N=2$ последовательно соединенных диода [см. формулу (17-2)]. Для повышения надежности схемы, а также учитывая разброс параметров диодов и сравнительно высокую окружающую температуру, принимаем $N=3$ диода.

Сопротивление шунтирующих резисторов выбираем в соответствии с рекомендациями (стр. 320).

Исходя из этого, получаем:

$$r_ш = 70\cdot\frac{U_{обр}}{N\cdot 100} = 70\cdot\frac{750}{3\cdot 100} \approx 180\ ком.$$

Мощность $P_r$, выделяемая на одном шунтирующем резисторе, определяется после расчета э. д. с. вторичной обмотки трансформатора $U_{2x}$ (см. табл. 17-2).

Сопротивление обмоток трансформатора, приведенное ко вторичной обмотке, находим по формуле (17-3), имея в виду, что трансформатор выполняется на сердечнике стержневого (П-образного) типа ($s=2$). Выбор сердечника этого типа обусловлен тем, что при частоте сети 50 *гц* и выпрямленной мощности 150 *вт* размеры сердечника броневого типа ($s=1$) будут большими и невыгодными с точки зрения охлаждения трансформатора.

$$r_{тр} \approx 3,5\cdot\frac{500}{0,3\cdot 50\cdot 1,2}\sqrt[4]{\frac{50\cdot 1,2\cdot 2}{500\cdot 0,3}} = 92\ ом.$$

Значение $B=1,2$ *тл* находят из табл. 17-3, имея в виду, что выпрямленная мощность равна $P_0=E_0I_0=500\cdot 0,3\approx 150$ *вт*.

Внутреннее сопротивление вентилей (одного плеча схемы) находим по формуле (17-1)

$$NR_i \approx 3\cdot\frac{1}{3\cdot 0,15} \approx 7\ ом.$$

Активное сопротивление фазы выпрямителя (см. табл. 17-2)

$$r = 2\cdot 7 + 92 = 106\ ом.$$

Индуктивность рассеяния обмоток трансформатора, приведенную ко вторичной обмотке, находим по формуле (17-5), имея в виду, что намотка производится обычным образом,

$$L_s \approx \frac{1}{2}\cdot 5\cdot 10^{-3}\cdot 2\cdot\frac{500}{0,3(2-1)^2\cdot 50\cdot 1,2}\times$$

$$\times\sqrt[4]{\frac{500\cdot 0,3}{50\cdot 1,2\cdot 2}} \approx 0,15\ гн.$$

Коэффициент 1/2 учитывает, что вторичная обмотка трансформатора мостовой схемы расположена на двух стержнях сердечника ($s=2$).

Соотношение между активным и реактивным сопротивлениями фазы выпрямителя характеризуется величиной [формула (17-7)]

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{2\pi\cdot 50\cdot 0,15}{106} = 0,445,$$

что соответствует углу $\varphi \approx 25°$.

Вспомогательный коэффициент [формула (17-8)]

$$A_0 = \frac{0,3\cdot 106}{2\cdot 500} \approx 0,032.$$

Вспомогательные коэффициенты находим в зависимости от значений $A_0$ и $\varphi$: $B_0=0,9$; $D_0=2,25$; $F_0=6,5$ (см. рис. 17-4—17-6).

В зависимости от значения $A_0$ при $m=2$ находим коэффициент $H_{02}=8\,000$ (см. рис. 17-8).

Напряжение вторичной обмотки трансформатора (см. табл. 17-2)

$$U_{2x} = 0,9\cdot 500 = 450\ в.$$

Уточняем значение обратного напряжения (см. табл. 17-2)

$$U_{обр} = 450\sqrt{2} = 636\ в < NU_{обр.макс}$$

Действующее значение тока вторичной обмотки (см. табл. 17-2)

$$I_2 = 2,25\frac{0,3}{\sqrt{2}} = 0,475\ a.$$

Действующее значение тока через вентиль (см. табл. 17-2)

$$I_в = 2,25 \frac{0,3}{2} = 0,337 \; a.$$

Уточняем значение импульса тока через вентиль (см. табл. 17-2)

$$I_m = 6,5 \frac{0,3}{2} = 0,97 \; a < I_{m\,макс}.$$

Находим входную емкость фильтра [формула (17-9)]

$$C_0 = \frac{8\,000 \cdot 100}{106 \cdot 50 \cdot 10} \approx 15 \; мкф.$$

Рабочее напряжение конденсаторов на входе фильтра в мостовой схеме на рис. 17-30 должно быть:

$$U_{раб} \geqslant 450\sqrt{2} = 636 \; в.$$

Мощность, рассеиваемая на одном шунтирующем резисторе (см. табл. 17-2),

$$P_r = \frac{3 \cdot 450^2}{4 \cdot 3^2 \cdot 180 \cdot 10^3} \approx 0,1 \; вт.$$

Мощность, выделяемую на одном вентиле (в прямом направлении), находят по формуле (17-12)

$$P_в \approx \frac{0,337^2 \cdot 7}{3} \approx 0,27 \; вт.$$

Расчет нагрузочной характеристики выпрямителя производится по формулам (17-10), (17-11) и с помощью графика на рис. 17-11.

Результаты расчета сведены в табл. 17-11, из которой можно определить внутреннее сопротивление выпрямителя для медленных изменений тока нагрузки (при среднем токе около 0,2 $a$),

$$R_в \approx \frac{\Delta E_0}{\Delta I_0} = \frac{548 - 517}{0,25 - 0,15} = 310 \; ом.$$

Таблица 17-11

**Расчет нагрузочной характеристики выпрямителя**

| $I_0$, $a$ | $\gamma_0$ ($\varphi = 25°$) | $\sqrt{2}\cos\psi$ | $E_0$, $в$ |
|---|---|---|---|
| 0 | 0 | 1,41 | 636 |
| 0,05 | 0,006 | 1,31 | 589 |
| 0,10 | 0,012 | 1,26 | 566 |
| 0,15 | 0,018 | 1,22 | 548 |
| 0,20 | 0,024 | 1,18 | 530 |
| 0,25 | 0,030 | 1,15 | 517 |
| 0,30 | 0,036 | 1,12 | 500 |
| 0,35 | 0,042 | 1,09 | 490 |

Коэффициент трансформации [по формуле (17-13)]

$$n \approx \frac{450}{127} = 3,55.$$

Действующий ток первичной обмотки трансформатора (без учета тока холостого хода) находят по табл. 17-2

$$I_1 = 3,55 \cdot 0,475 = 1,7 a.$$

Габаритная мощность трансформатора [формула (17-16)]

$$P_{габ} = \frac{127 \cdot 1,7 + 450 \cdot 0,475}{2} = 215 \; ва.$$

По формуле (17-38) находим необходимые размеры сердечника для трансформатора (в виде произведения $Q_{ст}Q_0$), если

$$B = 1,2 \; тл; \quad s = 2; \quad \delta = 2 \; а/мм^2;$$

$$k_c = 0,95; \quad \eta_{тр} = 0,96; \quad k_м = 0,32,$$

см. табл. 17-8 (для стали Э310):

$$Q_{ст}Q_0 = \frac{215 \cdot 10^2}{2,22 \cdot 50 \cdot 1,2 \cdot 2 \cdot 0,96 \cdot 2 \cdot 0,95 \cdot 0,32} \approx$$

$$\approx 140 \; см^4.$$

В соответствии с междуведомственной нормалью «Магнитопроводы ленточные» (НО.666.002) в данном случае можно использовать стержневой магнитопровод типа ПЛ25×50—65, имеющий сечение стержня 25×50 *мм* и размеры окна 40×65 *мм*, у которого

$$Q_{ст}Q_0 = 2,5 \cdot 5 \cdot \frac{4}{2} \cdot 6,5 = 162 \; см^4.$$

(Коэффициент $^1/_2$ учитывает, что в окне размещаются обмотки, расположенные на двух стержнях).

Электродвижущая сила одного витка обмотки (17-41)

$$e = 4,44 \cdot 50 \cdot 1,2 \cdot 2,5 \cdot 5 \cdot 0,95 \cdot 10^{-4} = 0,316 \; в.$$

Ориентировочное число витков первичной обмотки (17-43)

$$w_1 \approx \frac{127}{0,316} = 400.$$

Число витков вторичной обмотки (17-44)

$$w_2 = \frac{450}{0,316} = 1425.$$

Диаметр провода обмоток (17-45)

$$d_1 = 1,13\sqrt{\frac{1,7}{2}} = 1,04 \; мм;$$

$$d_2 = 1,13\sqrt{\frac{0,475}{2}} = 0,55 \; мм.$$

Длина провода первичной обмотки (17-46), (17-47)

$$l_1 = 400\left[2(2,5+5) + \pi \cdot \frac{4}{2}\right]10^{-2} = 85 \; м.$$

Падение напряжения в первичной обмотке (17-48)

$$\Delta U_1 = 2,25 \cdot 10^{-2} \cdot 1,7 \cdot \frac{85}{1,04^2} = 3 \; в.$$

Точное число витков первичной обмотки (17-43)

$$w_1 = \frac{127-3}{0{,}316} = 392.$$

### Расчет выпрямителя, работающего на индуктивность

Исходные данные для расчета: выпрямленное напряжение $E_0=50$ *в*; выпрямленный ток $I_0=15$ *а*; коэффициент пульсации $p_1=$ $=0{,}1\%$; напряжение трехфазной питающей сети 220 *в* (линейное); частота питающей сети $f=400$ *гц*; температура окружающей среды от —50 до $+60°$ С.

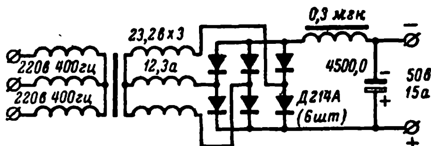



Рис. 17-31. Схема выпрямителя, работающего на индуктивность (к примеру расчета).

Для уменьшения размеров трансформатора и фильтра, а также потребляемой из сети мощности выбираем схему Ларионова с соединением обмоток звезда — звезда (рис. 17-31). Расчетные формулы приведены в табл. 17-5.

Для выбора типа вентилей определяем:

$$I_{ов} = \frac{15}{3} = 5a;$$

$$I_m = I_0 = 15\ a;$$

$$U_{обр} \approx 1{,}05\cdot1{,}1\cdot50 = 58\ в.$$

В формулу для $U_{обр}$ подставляют значение $1{,}1\,E_0$ вместо пока неизвестного значения $E_{0х}$. После расчета выпрямителя значение $U_{обр}$ уточняется.

В качестве вентилей можно использовать кремниевые диоды Д214А, имеющие при температуре $+60°$ С следующие параметры:

$$I_{ов.макс} = 10a > I_{ов};$$

$$U_{обр.макс} = 100\ в > U_{обр};$$

$$\Delta E_в \approx 1\ в.$$

Значение $I_{m\,макс}$ в ТУ на диоды Д214А не оговорено.

Сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки [формула (17-3)],

$$r_{тр} \approx 2{,}5\cdot\frac{50}{15\cdot400\cdot1{,}1}\sqrt[4]{\frac{400\cdot1{,}1\cdot3}{50\cdot15}} = 0{,}023\ ом$$

(из табл. 17-3 $B=1{,}1$ *тл* для $P_0=750$ *вт*.)

Индуктивность рассеяния обмоток, приведенная к фазе вторичной обмотки [формула (17-5)],

$$L_s \approx 1\cdot10^{-3}\cdot3\cdot\frac{50}{15(2-1)^2\cdot400\cdot1{,}1}\times\sqrt[4]{\frac{50\cdot15}{400\cdot1{,}1\cdot3}} = 0{,}022\cdot10^{-3}\ гн.$$

Падение напряжения на активном сопротивлении трансформатора (см. табл. 17-5)

$$\Delta E_r = 2\cdot15\cdot0{,}023 \approx 0{,}7\ в.$$

Падение напряжения на реактивном сопротивлении трансформатора (см. табл. 17-5)

$$\Delta E_x = 6\cdot15\cdot400\cdot0{,}022\cdot10^{-3} \approx 0{,}8\ в.$$

Падение напряжения на вентилях в схеме (см. табл. 17-5)

$$\Delta E_{в.сх} = 2\cdot1 = 2\ в.$$

Ориентировочное значение падения напряжения на дросселе в зависимости от $P_0=50\cdot15=750$ *вт* определяют из табл. 17-6

$$\Delta E_{др} \approx 0{,}02E_0 = 0{,}02\cdot50 = 1\ в.$$

Выпрямленное напряжение при холостом ходе [формула (17-17)]

$$E_{0х} = 50+0{,}7+0{,}8+2+1 = 54{,}5\ в.$$

Уточненное значение обратного напряжения на вентиле (см. табл. 17-5)

$$U_{обр} = 1{,}05\cdot54{,}5 = 58\ в < U_{обр.макс}.$$

Напряжение фазы вторичной обмотки (см. табл. 17-5)

$$U_{2х} = 0{,}43\cdot54{,}5 = 23{,}5\ в.$$

Действующее значение тока в фазе вторичной обмотки (см. табл. 17-5)

$$I_2 = 0{,}82\cdot15 = 12{,}3\ а.$$

Мощность, выделяемая на диоде [формула (17-20)],

$$P_в = 1\cdot5 = 5\ вт.$$

Для того чтобы температурный режим диода был нормальным, диод должен быть установлен на соответствующем теплоотводе (радиаторе).

Коэффициент трансформации [формула (17-13)]

$$n \approx \frac{23{,}5\sqrt{3}}{220} = 0{,}185.$$

Действующий ток в фазе первичной обмотки трансформатора (см. табл. 17-5)

$$I_1 = 0{,}82\cdot0{,}185\cdot15 \approx 2{,}3\ а.$$

Габаритная мощность трансформатора (см. табл. 17-5)

$$P_{габ} = 1{,}05\cdot54{,}5\cdot15 = 860\ ва.$$

По формуле (17-38) находим необходимые размеры сердечника; при

$B=1,1$ *тл*; $s=3$; $\delta=2 а/мм^2$; $k_c=0,85$; $\eta_{тр}=0,95$; $k_м=0,35$, см. табл. 17-8 (для стали Э350)

$$Q_{ст}Q_0 = \frac{860\cdot 10^2}{2,22\cdot 400\cdot 1,1\cdot 2\cdot 0,95\cdot 3\cdot 0,85\cdot 0,35} = 52\ см^4.$$

В соответствии с междуведомственной нормалью «Магнитопроводы ленточные для трехфазных трансформаторов» (НО.666.003) в данном случае можно использовать магнитопровод типа ТЛ20×32—47, имеющий сечение стержня 20×32 *мм* и размеры окна 40×47 *мм*, у которого

$$Q_{ст}Q_0 = 2\cdot 3,2\cdot \frac{4}{2}\cdot 4,7 = 60\ см^4.$$

(Коэффициент 1/2 учитывает, что в окне размещаются обмотки, расположенные на двух стержнях.)

Минимально допустимая индуктивность дросселя фильтра [формула (17-18)]

$$L_{др\cdot мин} = \frac{2\cdot 54,5}{(6^2-1)\,6\pi\cdot 400\cdot 15} \approx 0,03\cdot 10^{-3}\ гн.$$

Нагрузочная характеристика выпрямителя представляет собой прямую линию и строится по двум точкам: по точке холостого хода ($I_0=0$; $E_{0х}=54,5$ *в*) и по точке номинальной нагрузки ($I_0=15$ *а*; $E_0=50$ *в*).

Внутреннее сопротивление выпрямителя, определяемое из нагрузочной характеристики [формула (17-36)],

$$R_в = \frac{54,5-50}{15} = 0,3\ ом.$$

Если выпрямитель должен работать в некотором диапазоне токов нагрузки, то при расчете $L_{др\cdot мин}$ в формулу следует подставлять минимальное значение тока.

Коэффициент сглаживания фильтра [формула (17-24)]

$$q \approx \frac{5,7}{0,1} \approx 60,$$

где 5,7% — коэффициент пульсации на входе фильтра (постоянная величина для данной схемы, работающей на индуктивность).

Отсюда необходимая емкость фильтра [формула (17-27)]

$$C_1 \approx 0,16\cdot \frac{(60+1)}{6^2\cdot 0,03\cdot 10^{-3}} = 9\,000\ мкф.$$

Рабочее напряжение конденсаторов должно быть рассчитано на холостой ход выпрямителя, т. е. в данном случае на напряжение

$$U_{раб} \geqslant U_{2х}\sqrt{6} = 23,5\sqrt{6} = 57,5\ в.$$

Если увеличить индуктивность дросселя фильтра до $0,3\cdot 10^{-3}$ *гн*, что вполне возможно, учитывая достаточно большое принятое падение напряжений на нем ($\Delta E_{др}=1$ *в*), то емкость конденсатора фильтра может быть снижена в 10 раз (до 900 *мкф*).

Определяем перенапряжения на конденсаторах фильтра при включении выпрямителя. Для этого находим коэффициент затухания [формула (17-34)]

$$\alpha_ф = \frac{1}{2\cdot 0,3\cdot 10^{-3}} \times \left(0,3+\frac{0,3\cdot 10^{-3}\cdot 15}{900\cdot 10^{-6}\cdot 50}\right) = 670$$

и собственную частоту фильтра [формула (17-35)]

$$\omega_ф = \frac{1}{\sqrt{0,3\cdot 10^{-3}\,900\cdot 10^{-6}}} = 1\,920.$$

По отношению

$$\frac{\alpha_ф}{\omega_ф} = \frac{670}{1920} = 0,35$$

находим из графика на рис. 17-17 величину

$$\frac{\Delta E_{Cm}}{E_0} = 0,33,\ \text{откуда [формула (17-33)]}$$

$$E_{Cm} = 50(1+0,33) = 66,5\ в.$$

Следовательно, рабочее напряжение конденсаторов фильтра при $L_{др}=0,3\cdot 10^{-3}$ *гн* и $C_1=900$ *мкф* должно быть не менее 70 *в*.

Выбираем конденсаторы фильтра типа ЭТО-2 с рабочим напряжением 70 *в* (емкость одного конденсатора 150 *мкф*) и находим амплитуду переменной составляющей пульсации.

Если $p_1=0,1\%$, то при $E_0=50$ *в* амплитуда переменной составляющей равна 50 *мв*; по отношению к рабочему напряжению выбранных конденсаторов (70 *в*) это составит 0,07%. Для конденсаторов типа ЭТО-2 при частоте переменной составляющей $mf=6\cdot 400=2\,400$ *гц* амплитуда переменной составляющей не должна превышать 0,1%, что в данном случае выполняется, так как 0,07%<0,1%.

Учитывая, что выпрямитель должен работать при окружающей температуре —50° С, и при повышенной частоте пульсации (2 400 *гц*), необходимо расчетную емкость увеличить в $\frac{100\%}{20\%}=5$ раз (см. рис. 17-24). Таким образом, окончательно емкость фильтра должна быть равна:

$$C_1 = 900\cdot 5 = 4\,500\ мкф$$

(30 конденсаторов ЭТО-2 по 150 *мкф* каждый).

Так как дроссель фильтра выпрямителя с индуктивностью $L_{др}=0,3\cdot 10^{-3}$ *гн* при токе

$I_0=15$ *а* нельзя подобрать из числа стандартных, то произведем конструктивный расчет этого дросселя.

Определяем ширину стержня сердечника [формула (17-51)]

$$a \approx 2,6\sqrt[4]{0,3\cdot10^{-3}\cdot15^2}=1,33 \text{ см}.$$

Сечение сердечника [формула (17-52)]

$$Q'_{ст}=1,5\cdot1,33^2=2,65 \text{ см}^2.$$

По нормали НО.666.002 («Магнитопроводы ленточные») выбираем броневой сердечник со стержнем шириной $a=1,6$ *см* и находим необходимую ширину ленты (17-53):

$$c=\frac{Q'_{ст}}{1,6}=\frac{2,65}{1,6}\approx1,6 \text{ см}.$$

У выбранного сердечника типа ШЛ16×16 (табл. 17-9) ширина окна $b=1,6$ *см*; высота окна $h=4$ *см*; средняя длина магнитной линии $l_c=0,137$ *м*; средняя длина витка обмотки $l_м=0,114$ *м*.

Проверяем условие (17-54)

$$Q_{ст}=1,6\cdot1,6=2,56\approx Q'_{ст}.$$

Определяем вспомогательный коэффициент (17-55)

$$M=\frac{0,3\cdot10^{-3}\cdot15^2}{1,6\cdot1,6\cdot0,137\cdot10^2}\approx2\cdot10^{-3},$$

с помощью которого из графика на рис. 17-29 находим оптимальную длину воздушного зазора $l_z\%=0,6\%$ и магнитную проницаемость $\mu_z=100$. Отсюда находим толщину изоляционной прокладки, образующей зазор в сердечнике (17-56),

$$\frac{l_z}{2}=5\cdot0,6\cdot0,137=0,41 \text{ мм}.$$

Определяем число витков дросселя [формула (17-57)]

$$w_{др}=10^5\sqrt{\frac{03\cdot10^{-3}\cdot0,137}{1,26\cdot100\cdot1,6\cdot1,6}}=36.$$

Принимая плотность тока в обмотке $\delta=3$ *а/мм²*, находим диаметр провода обмотки без изоляции (17-58)

$$d=1,13\sqrt{\frac{15}{3}}=2,52 \text{ мм}.$$

Выбираем ближайший стандартный диаметр $d=2,44$ *мм* и проверяем коэффициент заполнения окна сердечника по формуле (17-59)

$$k_м=8\cdot10^{-3}\frac{36\cdot2,44^2}{1,6\cdot4}=0,27.$$

Сердечник и диаметр провода выбраны правильно, так как $k_м<0,35$.

Определяем сопротивление обмотки дросселя (17-60)

$$r_{др}=\frac{2,25\cdot36\cdot0,114}{2,44^2\cdot10^2}=0,0155 \text{ ом}.$$

и точное значение падения напряжения на дросселе

$$\Delta E_{др}=1,5\cdot0,0155=0,23 \text{ в}.$$

Следовательно, э.д.с. фазы вторичной обмотки трансформатора необходимо уменьшить на

$$\Delta U_{2х}=0,43(1-0,23)=0,33 \text{ в}.$$

## 17-5. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

### Стабилизаторы напряжения

Действие параметрических стабилизаторов основано на использовании нелинейности вольт-амперной характеристики некоторых элементов. Дестабилизирующий фак-

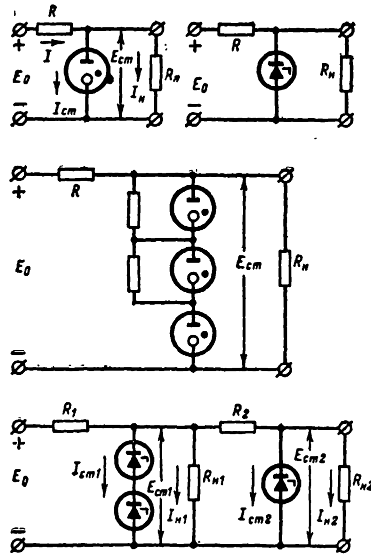



Рис. 17-32. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения.

тор (изменение напряжения сети или сопротивления нагрузки) действует непосредственно на параметр нелинейного элемента, что значительно ослабляет воздействие этого фактора на стабилизируемый параметр (выходное напряжение или ток нагрузки).

В схемах параметрических стабилизаторов постоянного напряжения используются газонаполненные стабилитроны тлеющего и коронного разряда, а также полупроводниковые кремниевые

стабилитроны. Основные параметры стабилитронов приводятся в соответствующих справочниках.

Схемы включения указанных стабилитронов не отличаются друг от друга (рис. 17-32). При повышении напряжения питания или при уменьшении тока нагрузки, ток через стабилитрон резко возрастает, что объясняется основным свойством его вольт-амперной характеристики: незначительным изменением напряжения на стабилитроне при значительном изменении тока через него. В результате возрастает падение напряжения на ограничивающем сопротивлении $R$, на котором падает почти весь избыток входного напряжения. При уменьшении напряжения питания или увеличении тока нагрузки ток через стабилитрон резко уменьшается, что вызывает уменьшение падения напряжения на $R$. В обоих случаях выходное напряжение стабилизатора изменяется незначительно.

Основным параметром всех стабилизаторов является коэффициент стабилизации $K$, представляющий собой отношение относительных изменений входного и выходного напряжений стабилизатора,

$$K=\frac{\dfrac{\Delta E_0}{E_0}}{\dfrac{\Delta E_{ст}}{E_{ст}}}=\left(\frac{(n_{ст}-1)E_{ст}}{(I_{ст}+I_{н})R_{\partial}}+1\right)\frac{1}{n_{ст}} \qquad (17\text{-}61)$$

или

$$K=\left(\frac{R}{R_{\partial}}+1\right)\frac{1}{n_{ст}}, \qquad (17\text{-}62)$$

где

$$n_{ст}=\frac{E_0}{E_{ст}};$$

$I_{ст}$ — ток через стабилитрон;
$R$ — ограничивающее сопротивление;
$R_{\partial}$ — динамическое сопротивление стабилитрона.

$R_{\partial}$ определяется из вольт-амперной характеристики стабилитрона по формуле

$$R_{\partial}=\frac{E_{ст.макс}-E_{ст.мин}}{I_{ст.макс}-I_{ст.мин}}.$$

Ток нагрузки схемы стабилизатора $I_{н}$ не должен превышать максимально допустимого тока через стабилитрон, указанного в справочниках.

Для расчета схемы стабилизатора должны быть заданы: входное напряжение $E_0$ и пределы его изменения; выходное стабилизированное напряжение $E_{ст}$; ток нагрузки $I_{н}$ и пределы его изменения.

Рекомендуется следующий порядок расчета стабилизаторов.

Выбирают отношение $n_{ст}$ в пределах 1,4—2 и ток через стабилитрон $I_{ст}$.

Ограничивающее сопротивление определяют по формуле

$$R=\frac{E_{ст}(n_{ст}-1)}{I_{ст}+I_{н}}. \qquad (17\text{-}63)$$

Мощность, выделяемая на сопротивлении $R$,

$$P_R=(1{,}1E_0-E_{ст})(I_{ст}+I_{н}). \qquad (17\text{-}64)$$

При использовании стабилитронов тлеющего разряда необходимо выполнить условие

$$E_0\frac{R_{н}}{R+R_{н}}\geqslant E_{з},$$

где $R_{н}$ — сопротивление нагрузки стабилизатора;
$E_{з}$ — напряжение зажигания стабилитрона.

Максимальный ток через стабилитрон

$$I_{ст.макс}=I_{ст}+\left(\frac{\Delta E_0'}{R}+\Delta I_{н}''\right). \qquad (17\text{-}65)$$

Минимальный ток через стабилитрон

$$I_{ст.мин}=I_{ст}-\left(\frac{\Delta E_0''}{R}+\Delta I_{н}'\right), \qquad (17\text{-}66)$$

где $\Delta E_0'$ — заданное увеличение ($\Delta E_0''$ — уменьшение) входного напряжения;
$\Delta I_{н}'$ — заданное увеличение ($\Delta I_{н}''$ — уменьшение) тока нагрузки.

Значения $I_{ст.макс}$ и $I_{ст.мин}$ должны лежать в пределах, допустимых для выбранного стабилитрона.

Для увеличения коэффициента стабилизации ток через стабилитрон $I_{ст}$ выбирается минимально возможным.

Для увеличения выходного стабилизированного напряжения $E_{ст}$ включают последовательно несколько стабилитронов. (Включать стабилитроны параллельно нельзя!).

Если последовательно включены стабилитроны разных типов, то значения $I_{ст.макс}$ и $I_{ст.мин}$ должны лежать в пределах, допустимых для любого из включенных стабилитронов. В этом случае в вышеприведенных формулах значение $E_{ст}$ представляет собой сумму напряжений стабилизации всех последовательно включенных стабилитронов, а $R_{\partial}$ — сумму динамических сопротивлений всех стабилитронов.

Для облегчения зажигания последовательно включенных стабилитронов тлеющего разряда рекомендуется часть из них шунтировать сопротивлениями порядка 0,1—1 *Мом*.

Для увеличения коэффициента стабилизации применяются двухкаскадные схемы стабилизаторов, расчет которых производится по приведенным формулам для каждого каскада в отдельности.

В случае необходимости можно использовать напряжение первого каскада ($E_{ст1}$,)

имеющее невысокую стабильность, для питания дополнительной нагрузки ($R_{н1}$).

Током нагрузки первого каскада является сумма токов нагрузок и тока через стабилитрон второго каскада

$$I_{н1\,общ} = I_{н1} + I_{н2} + I_{ст2}.$$

Коэффициент стабилизации схемы равен произведению коэффициентов стабилизации каждого каскада

$$K = K_1 K_2.$$

Рассмотренные схемы стабилизаторов постоянного напряжения обладают также сглаживающим действием. Коэффициент пульсации на выходе схемы $p_1$ уменьшается в $K$ раз по сравнению с коэффициентом пульсации на входе $p_0$

$$p_1 = \frac{p_0}{K}.$$

Эта формула справедлива в тех случаях, когда частота пульсации выпрямленного напряжения ($mf$) не влияет на величину динамического сопротивления $R_д$ стабилитрона. У стабилитронов тлеющего и коронного разряда динамическое сопротивление растет с повышением частоты. Заметный рост $R_д$ начинается при частотах 200—300 *гц*.

Для температурной компенсации напряжения кремниевых стабилитронов используют такие же стабилитроны или германиевые и кремниевые диоды, включаемые в прямом направлении последовательно с основными стабилитронами. При прямом включении температурный коэффициент напряжения стабилитронов и диодов становится отрицательным, что позволяет осуществить температурную компенсацию основных стабилитронов, включенных в обратном направлении и имеющих положительный ТКН. При этом абсолютное значение суммарного ТКН

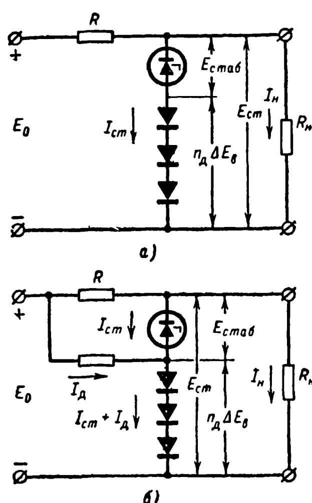



Рис. 17-33. Схемы параметрических стабилизаторов напряжения с термокомпенсацией.

(*мв/град*) диодов и абсолютное значение ТКН основного стабилитрона должны быть примерно равны.

У кремниевых стабилитронов и диодов, включенных в прямом направлении, ТКН составляет —(1,4—1,7) *мв/град*, а у германиевых диодов —(1,5—1,9) *мв/град*. Стабилитрон и термокомпенсирующие диоды должны находиться в одинаковых температурных условиях. Регулируя величину дополнительного тока через компенсирующие диоды, можно в небольших пределах изменять их ТКН.

Схемы включения термокомпенсирующих диодов показаны на рис. 17-33.

Для расчета этих схем можно пользоваться следующими соотношениями.

Изменение напряжения стабилитрона в заданном диапазоне температур $\Delta t°$

$$\Delta E_{стаб} = \frac{E_{стаб}\,ТКН\%}{100}\,\Delta t°. \quad (17\text{-}67)$$

Число компенсирующих диодов

$$n_д = \frac{\Delta E_{стаб}\cdot 10^3}{\Delta t°\,ТКН_д}. \quad (17\text{-}68)$$

Выходное напряжение

$$E_{ст} = E_{стаб} + n_д\,\Delta E_в. \quad (17\text{-}69)$$

Общее динамическое сопротивление

$$R_{д\,общ} = R_д + n_д R_{дп}, \quad (17\text{-}70)$$

В этих формулах:

$E_{стаб}$ — напряжение стабилитрона, *в*;
ТКН% — его температурный коэффициент, *%/град*;
$ТКН_д$ — температурный коэффициент компенсирующих диодов, *мв/град*;
$R_{дп}$ — динамическое сопротивление компенсирующего диода в прямом направлении;
$\Delta E_в$ — падение напряжения на диоде.

Коэффициент стабилизации схемы определяется по тем же формулам (17-61), (17-62) с учетом (17-69) и (17-70).

**Пример расчета.** Выбрать схему и рассчитать параметрический стабилизатор напряжения со следующими данными: выходное напряжение $E_{ст} \approx 11$ *в*; ток нагрузки $I_н = 8$ *ма*; изменение тока нагрузки $\Delta I'_н = \Delta I''_н = 2$ *ма*; изменение входного (питающего) напряжения $E_0$ составляет $\pm 10\%$.

Схема должна иметь температурную компенсацию в диапазоне температур от —20 до +40° С.

Выбираем схему стабилизатора по типу схемы на рис. 17-33, *а*.

Учитывая, что в схеме будут компенсирующие диоды, выбираем стабилитрон Д814Б с напряжением стабилизации несколько меньшим заданного и имеющий следующие данные:

$E_{стаб} = 8{,}75$ *в*; $I_{ст} = 5 \div 36$ *ма* ($I_н < I_{ст\cdot макс}$); $R_д \leqslant 10$ *ом* при $I_{ст} = 5$ *ма*; ТКН % $\leqslant +0{,}08$ *%/град*.

Выбираем:

$$n_{ст} = \frac{E_0}{E_{ст}} \approx 1{,}8;$$

$$I_{ст} = 12 \text{ ма},$$

откуда

$$E_0 = 1{,}8 \cdot 11 \approx 20 \text{ в}$$

и

$$\Delta E_0' = \Delta E_0'' = 0{,}1 \cdot 20 = 2 \text{ в}.$$

Ограничивающее сопротивление [формула (17-63)] и выделяемая на нем мощность [формула (17-64)] соответственно равны:

$$R = \frac{11\left(\frac{20}{11} - 1\right)}{(12+8)\,10^{-3}} = 450 \text{ ом};$$

$$P_R = (1{,}1 \cdot 20 - 11)(12+8)\,10^{-3} = 0{,}22 \text{ вт}.$$

Токи через стабилитрон и компенсирующие диоды (17-65), (17-66):

$$I_{ст.макс} = 12 + \left(\frac{2 \cdot 10^3}{450} + 2\right) = 18{,}5 \text{ ма};$$

$$I_{ст.мин} = 12 - \left(\frac{2 \cdot 10^3}{450} + 2\right) = 5{,}5 \text{ ма}.$$

Эти значения лежат в пределах, допустимых для данного стабилитрона.

Изменение напряжения стабилитрона в заданном диапазоне температур (17-67):

$$\Delta t° = 20 + 40 = 60° \text{ C};$$

$$\Delta E_{стаб} = \frac{8{,}75 \cdot 0{,}08 \cdot 60}{100} = 0{,}42 \text{ в}.$$

Необходимое количество германиевых компенсирующих диодов (типа Д7А—Д7Ж), имеющих в прямом направлении ТКН$=-1{,}9$ *мв*/°С и $\Delta E_в = 0{,}5$ *в* (17-68),

$$n_д = \frac{0{,}42 \cdot 10^3}{60 \cdot 1{,}9} = 3{,}7 \approx 4.$$

Динамическое сопротивление указанных диодов, найденное из вольт-амперных характеристик, $R_{дп} \approx 2$ *ом*.

Выходное напряжение [формула (17-69)]

$$E_{ст} = 8{,}75 + 4 \cdot 0{,}5 = 10{,}75 \text{ в}.$$

Динамическое сопротивление цепи стабилитронов и диодов [формула (17-70)]

$$R_{д\,общ} = 10 + 4 \cdot 2 = 18 \text{ ом}.$$

Коэффициент стабилизации [формула (17-62)]

$$K = \left(\frac{450}{18} + 1\right)\frac{10{,}75}{20} = 14.$$

### Стабилизаторы тока

Для стабилизации тока в схемах параметрических стабилизаторов используют **бареттеры**, основные параметры которых указаны в табл. 17-12.

Таблица 17-12

**Стабилизаторы тока (бареттеры)**

| Тип бареттера | $I_б$, *а* номинал | $I_б$, *а* допуск | $E_{б.мин}$, *в* | $E_{б.макс}$, *в* | $R_д$, *ом* |
|---|---|---|---|---|---|
| 0,24Б12-18 | 0,256 | ±0,005 | 12 | 18 | 1 500 |
| 0,3Б17-35 | 0,3 | ±0,025 | 17 | 35 | 600 |
| 0,3Б65-135 | 0,3 | ±0,03 | 65 | 135 | 2 000 |
| 0,42Б5,5-12 | 0,425 | ±0,035 | 5,5 | 12 | 145 |
| 0,85Б5,5-12 | 0,85 | ±0,070 | 5,5 | 12 | 160 |
| СТ2С | 1,0 | ±0,05 | 10 | 17 | 140 |
| | (2) | (±0,1) | (6) | (9) | (40) |
| СТ3П | 0,8 | ±0,08 | 4 | 6 | 20 |

Примечания:

1. Динамическое сопротивление $R_д$ определялось из усредненных вольт-амперных характеристик бареттеров.
2. Для СТ2С в скобках указаны параметры при параллельном соединении нитей.

Схемы включения бареттеров показаны на рис. 17-34. Вид вольт-амперной характеристики бареттера противоположен виду вольт-амперной характеристики стабилитрона: при значительных изменениях напряжения на бареттере ток через него изменяется сравнительно мало. Это свойство используется для поддержания почти неизменного тока в нагрузке при колебаниях напряжения питания и сопротивления нагрузки. Например, при повышении питающего напряжения или при уменьшении сопротивления нагрузки избыток напряжения падает на бареттере, который стремится поддержать ток в цепи неизменным.

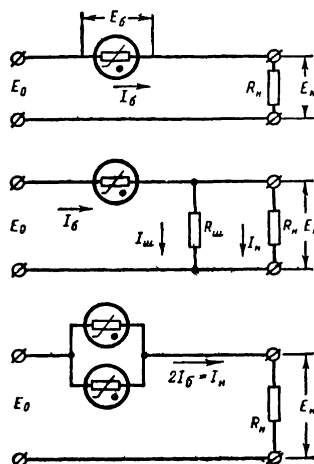



Рис. 17-34. Схемы стабилизаторов тока с бареттерами.

При выборе бареттера следует иметь в виду, что ток нагрузки $I_н$ должен быть равен номинальному току бареттирования $I_б$, а напряжение рабочей точки бареттирования $E_б$ должно быть не меньше напряжения на нагрузке $E_н$.

Коэффициент стабилизации определяют по формуле

$$K_б = \frac{\dfrac{\Delta E_0}{E_0}}{\dfrac{\Delta I_б}{I_б}} \approx \frac{R_д I_б}{E_0},$$

где $R_д$ — динамическое сопротивление бареттера;

$E$ — напряжение источника питания, равное

$$E_0 = E_б + E_н.$$

Напряжение рабочей точки бареттирования находят из выражения

$$E_б = \frac{E_{б.макс}\left(\Delta E_0'' + I_б \Delta R_н'\right) + E_{б.мин}\left(\Delta E_0' + I_б \Delta R_н''\right)}{\Delta E_0' + I_б \Delta R_н'' + \Delta E_0'' + I_б \Delta R_н'},$$

где $\Delta E_0'$ и $\Delta E_0''$ — соответственно увеличение и уменьшение входного напряжения;

$\Delta R_н'$ и $\Delta R_н''$ — соответственно увеличение и уменьшение сопротивления нагрузки;

$E_{б.макс}$ и $E_{б.мин}$ — допустимые значения напряжения на бареттере (табл. 17-12).

Фактические максимальное и минимальное напряжения на бареттере в схеме стабилизатора находят из выражений:

$$E_{б.макс}'' = E_0 + \Delta E_0' - E_н;$$

$$E_{б.мин}'' = E_0 - \Delta E_0'' - E_н.$$

Эти напряжения должны быть в допустимых для выбранного бареттера пределах, указанных в табл. 17-12.

Если ток нагрузки $I_н$ меньше тока бареттирования $I_б$, то необходимо включить шунтирующее сопротивление, равное

$$R_ш = \frac{E_н}{I_б - I_н}.$$

При наличии шунтирующего сопротивления $R_ш$ в формулу для $E_б$ следует вместо $\Delta R_н'$ и $\Delta R_н''$ подставлять изменения эквивалентного сопротивления нагрузки:

$$\Delta R_{н.э}' = \frac{R_ш\left(R_н + \Delta R_н'\right)}{R_ш + R_н + \Delta R_н'} - \frac{R_ш R_н}{R_ш + R_н}$$

и

$$\Delta R_{н.э}'' = \frac{R_ш R_н}{R_ш + R_н} - \frac{R_ш\left(R_н - \Delta R_н''\right)}{R_ш + R_н - \Delta R_н''}.$$

Для увеличения тока бареттирования можно включать одинаковые бареттеры параллельно. (Включать бареттеры последовательно нельзя!)

Бареттеры обладают большой тепловой инерцией и поэтому не могут защитить нагрузку от кратковременных толчков тока.

Бареттеры можно использовать для стабилизации переменного тока. При этом во всех формулах средние значения напряжений и токов должны быть заменены на действующие значения.

## 17-6. ЛАМПОВЫЕ КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

В стабилизаторах компенсационного типа (с отрицательной обратной связью) поддержание постоянства выходного напряжения или тока происходит под воздействием отклонения выходной величины от заранее установленного значения независимо от внешней причины, вызвавшей это отклонение (например, от изменения напряжения питающей сети или тока нагрузки).

Наибольшее распространение получили стабилизаторы напряжения и тока с последовательно включенной регулирующей лампой.

Стабилизаторы напряжения, поддерживающие постоянство напряжения на нагрузке при колебаниях напряжения питающей сети и тока нагрузки, весьма широко применяются для питания самых разнообразных устройств.

### Стабилизаторы напряжения

*Стабилизатор с двухкаскадным усилителем.* Сравнительно простая, надежная и обладающая достаточно хорошими стабилизирующими свойствами (малой нестабильностью) схема (рис. 17-35) состоит из регулирующей лампы $Л_1$, двухкаскадного усилителя постоянного тока (УПТ) на двух триодах $Л_2$ и $Л_3$ и схемы сравнения, состоящей из ис-

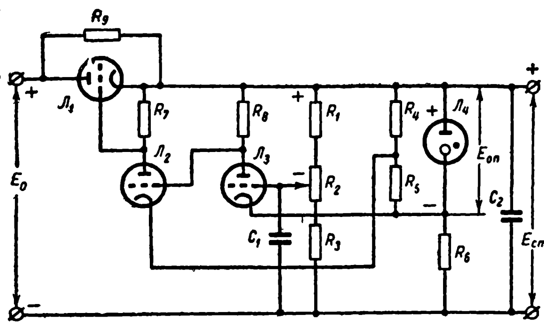



Рис. 17-35. Схема лампового компенсационного стабилизатора напряжения с двухкаскадным УПТ.

точника опорного напряжения $Л_4$ и делителя напряжения ($R_1$, $R_2$, $R_3$). С делителя $R_4$, $R_5$ снимается необходимое анодное напряжение на лампы усилителя постоянного тока. Резистор $R_6$ ограничивает ток через стабилитрон $Л_4$; $R_7$ и $R_8$ являются анодными нагрузками ламп усилителя; $R_9$ шунтирует регулирующую лампу $Л_1$, разгружая ее по току (устанавливается в случае необходимости). Конденсатор $C_1$ шунтирует часть делителя в цепи сравнения, в результате чего увеличивается коэффициент усиления для переменной составляющей выходного напряжения; это снижает пульсацию на выходе стабилизатора. Конденсатор $C_2$ служит для предотвращения возможности самовозбуждения схемы стабилизатора.

При увеличении напряжения на входе стабилизатора $E_0$ или уменьшении его тока нагрузки $I_н$ выходное напряжение $E_{ст}$ будет стремиться возрасти. Это вызовет увеличение отрицательного потенциала на сетке первого каскада усилителя $Л_3$, уменьшение отрицательного потенциала на сетке второго каскада $Л_2$ и увеличение отрицательного потенциала на сетке регулирующей лампы $Л_1$. В результате сопротивление регулирующей лампы для постоянного тока возрастет и на ней упадет почти весь излишек входного напряжения, а выходное напряжение останется почти без изменений. Чем больше коэффициент усиления усилителя и регулирующей лампы, тем меньше изменится выходное напряжение $E_{ст}$. При уменьшении напряжения $E_0$ или увеличении тока $I_н$ схема будет работать в обратном порядке.

Коэффициент стабилизации, показывающий, во сколько раз относительное изменение входного напряжения больше относительного изменения выходного (стабилизированного) напряжения, можно определить по приближенной формуле (для малых изменений входного напряжения)

$$K = \frac{\frac{\Delta E_0}{E_0}}{\frac{\Delta E_{ст}}{E_{ст}}} \approx \mu_р K_у \frac{R_ш}{R_ш + R_{iр}} \frac{E_{оп}}{E_0},$$

где $\mu_р$ — коэффициент усиления регулирующей лампы;

$K_у$ — коэффициент усиления усилителя постоянного тока;

$R_ш$ — сопротивление, шунтирующее регулирующую лампу;

$R_{iр}$ — внутреннее сопротивление регулирующей лампы;

$E_{оп}$ — величина опорного напряжения.

Более употребительной является величина нестабильности выходного напряжения $\Delta E_{ст}$, выражаемая обычно в процентах от номинального значения выходного напряжения $E_{ст}$. Очевидно, что

$$\Delta E_{ст}(\%) = \frac{\Delta E_0(\%)}{K}.$$

Способность стабилизатора напряжения поддерживать постоянство выходного напряжения при медленных колебаниях тока нагрузки характеризуется его выходным сопротивлением $Z_i$, которое в первом приближении можно подсчитать по формуле

$$Z_i \approx \frac{R_{iр}}{K}.$$

Очевидно, что чем меньше $Z_i$, тем меньше будут колебания выходного напряжения при изменениях тока нагрузки.

В качестве регулирующих ламп следует применять лампы, которые могут пропустить (при отрицательном смещении на сетке) требуемый ток нагрузки $I_н$ при сравнительно больших колебаниях анодного напряжения, не превышая при этом допустимого значения мощности, рассеиваемой на аноде. Эти лампы, как правило, имеют довольно большую крутизну, но малый коэффициент усиления. К таким лампам относятся специально разработанные для стабилизаторов лампы 6С19П, 6С41С, 6С33С, 6С18С, 12С42С, 6С46Г, 6Н13С и некоторые другие. Кроме того, в качестве регулирующих можно использовать известные лампы 6Н6П, 6П1П, 6П6С, 6П15П, 6П30Б, 6П33П, 6С20С, ГУ-50, 6П37Н и др.

Для усилителей постоянного тока (УПТ) применяют маломощные лампы с достаточно большим коэффициентом усиления. К таким лампам относятся 6Н2П, 6Н9С, 6Н17Б, 6Н21Б, 6С3П, 6С4П, 6С7Б, 6С15П, 6С32Б, 6С51Н, 6С52Н и др.

Источником опорного напряжения могут служить стабилитроны тлеющего или коронного разряда, а также кремниевые стабилитроны. Величина опорного напряжения должна быть меньше выходного стабилизированного напряжения; желательно, чтобы

$$E_{оп} \approx (0,2 \div 0,7) E_{ст}.$$

Следует отметить, что в схемах электронных стабилизаторов стабилитроны обычно питаются от стабилизированного напряжения; поэтому ток через стабилитроны практически не изменяется и их напряжение остается строго постоянным при неизменной окружающей температуре. Зная температурный коэффициент напряжения (ТКН) стабилитронов, можно вычислить колебания опорного напряжения в заданном диапазоне температур. Значения ТКН даются в соответствующих справочниках. У стабилитронов тлеющего разряда ТКН в большинстве случаев имеет отрицательное значение, а у кремниевых стабилитронов — положительное.

Температурный уход опорного напряжения вызывает в схемах стабилизаторов напряжения (тока) такой же по величине (в %) и по знаку уход выходного стабилизированного напряжения (тока).

**Пример расчета.** Требуется рассчитать схему стабилизатора напряжения (рис. 17-35), имеющего следующие параметры:

а) выходное стабилизированное напряжение $E_{ст} = 250$ *в* с регулировкой в пределах 225—275 *в*;

б) ток нагрузки $I_н = 50 \pm 10$ *ма*;

в) колебания напряжения сети, питающей выпрямитель стабилизатора, составляют $\pm 10\%$ от номинального значения, что соответствует почти таким же пределам изменения выпрямленного напряжения на входе стабилизатора;

г) частота сети, питающей выпрямитель, $f = 50$ *гц*.

В качестве регулирующей лампы выбираем триод 6С19П, позволяющий пропускать заданный ток нагрузки.

В качестве усилительных ламп выбираем малогабаритные экономичные триоды 6С52Н, которые могут работать при низких анодных напряжениях и имеют сравнительно большой коэффициент усиления ($\mu \approx 60$).

В качестве источника опорного напряжения $E_{оп}$ выбираем стабилитрон СГ1П, имеющий номинальное напряжение стабилизации 150 *в* при токе $I_{оп} = 5 \div 30$ *ма*.

Рассчитаем режимы стабилизатора для максимального и минимального токов нагрузки и для удобства сведем данные расчета в табл. 17-13. Расчет первого режима дан в первой и второй строках таблицы, а второго — в третьей и четвертой. При расчете следует иметь в виду, что наиболее тяжелыми для регулирующей лампы являются режимы, соответствующие максимальному выходному напряжению при минимальном напряжении на входе стабилизатора и минимальному выходному напряжению при максимальном напряжении на входе.

Ниже приводятся пояснения к табл. 17-13.

В графе 3 указан общий ток стабилизатора $I_0$, с учетом выбранных токов через стабилитрон ($I_{оп} = 8$ *ма*) и делители $R_1$, $R_2$, $R_3$ ($I_{д1} = 1$ *ма*), $R_4$, $R_5$ ($I_{д2} = 1$ *ма*)

$$I_0 = I_н + I_{оп} + I_{д1} + I_{д2}.$$

В графе 5 указаны анодные напряжения $E_а$ регулирующей лампы $Л_1$. Сперва нужно, исходя из анодных характеристик регулирующей лампы (рис. 17-36), задаться минимальным анодным напряжением (40 *в*) при минимальном входном (90 *в*) и максимальном выходном напряжении стабилизатора (275 *в*). При выбранном минимальном анодном напряжении 40 *в* и максимальном токе через регулирующую лампу 67,5 *ма* (графа 8) смещение на сетке лампы должно оставаться отрицательным (—5 *в*, графа 11).

В графе 6 указаны напряжения на входе стабилизатора $E_0$. Вначале определяем минимальное входное напряжение

$$E_{0\,мин} = E_{ст.макс} + E_{а.мин} = 275 + 40 = 315 \text{ в}.$$

Максимальное входное напряжение определяем из выражения

$$E_{0\,макс} = E_{0\,мин}\frac{100 + \alpha}{100 - \beta} = 315\frac{100 + 10}{100 - 10} = 385 \text{ в},$$

Таблица 17-13

**Расчет электронного стабилизатора напряжения**

| Колебания питающего напряжения, % | Ток нагрузки $I_н$, ма | Общий ток стабилизатора $I_0$, ма | Напряжение на выходе стабилизатора $E_{ст}$, в | Анодное напряжение регулирующей лампы $E_а$, в | Напряжение на входе стабилизатора $E_0$, в | Ток через шунтирующее сопротивление $I_ш$, ма | Ток через регулирующую лампу $I_а$, ма | Мощность на аноде регулирующей лампы $P_а$, вт | Мощность на шунтирующем сопротивлении $P_ш$, вт | Смещение на сетке регулирующей лампы $E_с$, в | Анодный ток 2-го каскада УПТ $I_{а2}$, мка | Анодное напряжение 2-го каскада УПТ $E_{а2}$, в | Смещение на сетке 2-го каскада УПТ $E_{с2}$, в | Анодное напряжение 1-го каскада УПТ $E_{а1}$, в | Анодный ток 1-го каскада УПТ $I_{а1}$, мка | Смещение на сетке 1-го каскада УПТ $E_{с1}$, в |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 |
| 90 | 60 | 70 | 275 | **40** | 315 | 2,5 | 67,5 | 2,7 | 0,1 | —5 | **22** | 110 | —4,3 | 30,7 | **52** | ≈—1,4 |
| 110 | 60 | 70 | 225 | 160 | 385 | **10** | 60 | 9,6 | 1,6 | —52 | 230 | 63 | —1,9 | 33,1 | 50,8 | ≈—1,4 |
| 90 | 40 | 50 | 275 | 60 | 335 | 4 | 46 | 2,8 | 0,24 | —12 | 52 | 103 | —3,7 | 31,3 | 51,6 | ≈—1,4 |
| 110 | 40 | 50 | 225 | 180 | 405 | 11 | 39 | 7 | 2 | —65 | 280 | **50** | —1,5 | 33,5 | 50,6 | ≈—1,4 |

Примечание. Жирным шрифтом выделены величины, которыми задаются в процессе расчета.

где α и β — процент повышения и понижения входного напряжения соответственно.

Полагая, что внутреннее сопротивление выпрямителя $R_в$, питающего стабилизатор, составляет около 1 000 *ом*, находим, что при уменьшении тока нагрузки на 20 *ма* выпрямленные напряжения увеличатся на $0{,}02R_в = 0{,}02 \cdot 1\,000 = 20$ *в*. Таким образом, для минимального тока нагрузки (строки 3 и 4) получаем:

$$E_{0\,мин} = 315 + 20 = 335\ в;$$

$$E_{0\,макс} = 385 + 20 = 405\ в.$$

Затем определяем все остальные значения анодных напряжений регулирующей лампы (см. графу 5) по формуле $E_а = E_0 - E_{ст}$.

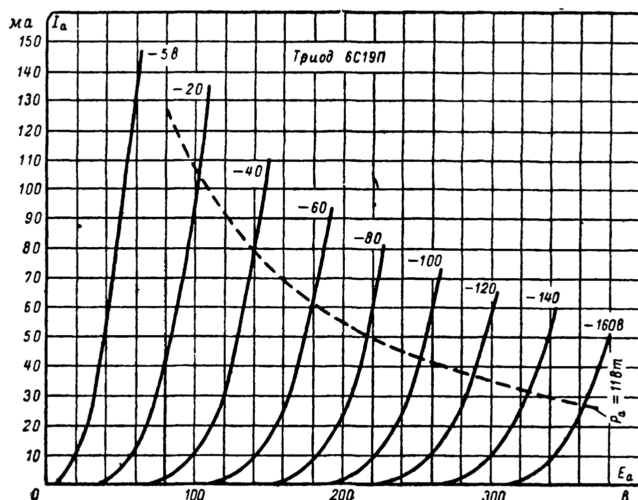



Рис. 17-36. Анодные характеристики триода 6С19П.

В графе 7 указаны токи $I_ш$ через шунтирующее сопротивление $R_ш$ ($R_9$), которое служит для разгрузки регулирующей лампы. Для ламп с малым коэффициентом усиления (к которым относится 6С19П) ток через шунтирующее сопротивление не должен превышать 20—25% общего тока стабилизатора. Задаваясь током 10 *ма* при анодном напряжении 160 *в* (строка 2) находим

$$R_ш = \frac{E_а}{I_ш} = \frac{160}{10 \cdot 10^{-3}} = 16\ ком = R_9.$$

Отсюда легко найти токи $I_ш$ при других анодных напряжениях.

В графе 8 указаны токи $I_а$ через регулирующую лампу, которые представляют собой разность между общим током стабилизатора и током через шунтирующее сопротивление,

$$I_а = I_0 - I_ш.$$

В графе 9 указана мощность рассеяния $P_а$ на аноде регулирующей лампы, которая не должна превышать максимально допустимой величины для выбранной лампы (11 *вт*),

$$P_а = E_а I_а.$$

В графе 10 указана мощность, рассеиваемая на шунтирующем сопротивлении,

$$P_ш = E_а I_ш.$$

В графе 11 указано напряжение смещения $E_c$ на сетке регулирующей лампы, которое находим из анодных характеристик регулирующей лампы (рис. 17-36). Большие колебания сеточного напряжения объясняются малым коэффициентом усиления регулирующего триода; при использовании тетрода или пентода эти колебания будут значительно меньше.

В графе 12 указаны анодные токи $I_{а2}$ лампы $Л_2$ второго каскада усилителя постоянного тока. Следует отметить, что усилительные лампы в данной схеме обычно работают в режиме микротоков (порядка десятков — сотен микроампер), что позволяет использовать эти лампы при малых анодных напряжениях и больших колебаниях анодного тока, получая при этом достаточный коэффициент усиления за счет больших анодных сопротивлений. При выборе режима усилительных ламп не рекомендуется работать при токах менее 15—20 *мка* и отрицательных сеточных смещениях менее 0,8 *в*. Задаваясь минимальным анодным током второго каскада 22 *мка*, который соответствует минимальному отрицательному смещению на сетке регулирующей лампы (—5 *в*), находим сопротивление анодной нагрузки второго каскада

$$R_{а2} = \frac{|E_c|}{I_{а2}} = \frac{5}{22 \cdot 10^{-6}} \approx 0{,}23\ Мом = R_7.$$

Отсюда находим анодные токи второго каскада при других смещениях на сетке регулирующей лампы.

В графе 13 указаны анодные напряжения $E_{а2}$ второго каскада усилителя постоянного тока. Вначале нужно задаться минимальным анодным напряжением (50 *в*), при котором максимальный анодный ток (280 *мка*) будет протекать при отрицательном смещении (—1,5 *в*), удовлетворяющем условию $|E_{c2}| \geqslant 0{,}8$ *в*. Для этого нужно воспользоваться специальными анодными характеристиками лампы в режиме микротоков (рис. 17-37). Остальные значения анодных напряжений находим по формуле

$$E_{а2} = |E_{с.макс}| + E_{а2\,мин} - |E_c|.$$

В графе 14 указано смещение $E_{с2}$ на сетке лампы второго каскада усилителя, которое находим из анодных характеристик (рис. 17-37).

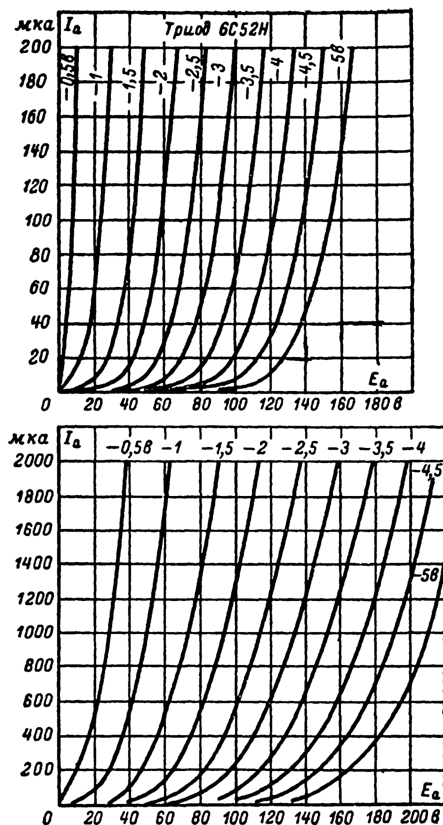



Рис. 17-37. Анодные характеристики триода 6С52Н в режиме микротоков.

В графе 15 указаны анодные напряжения $E_{а1}$ первого каскада усилителя постоянного тока на лампе $Л_3$, которые подсчитываются по формуле

$$E_{а1} = E_{оп} - (|E_с| + E_{а2}) - |E_{с2}| \approx$$
$$\approx E_{оп} - (|E_с| + E_{а2}).$$

В графе 16 указаны анодные токи $I_{а1}$ первого каскада усилителя. Задаваясь максимальным анодным током (52 *мка*) при минимальном анодном напряжении (30,7 *в*), находим сопротивление анодной нагрузки первого каскада усилителя

$$R_{а1} = \frac{|E_с| + E_{а2} + |E_{с2\,макс}|}{I_{а1\,макс}} \approx$$
$$\approx \frac{|E_с| + E_{а2}}{I_{а1}};$$
$$R_{а1} = \frac{5 + 110 + 4,3}{52\cdot10^{-6}} = 2,3\ Мом = R_8.$$

При выбранном значении $I_{а1макс}$ отрицательное сеточное смещение должно удовлетворять условию $|E_{с1}| \gg 0,8$ *в*. Зная $R_{а1}$, находим остальные значения анодных токов первого каскада усилителя. Как видно из таблицы, анодные токи первого каскада усилителя изменяются в очень малых пределах, что позволяет с достаточной степенью точности пользоваться приближенными формулами для определения $E_{а1}$ и $I_{а1}$.

В графе 17 указано сеточное смещение $E_{с1}$ лампы первого каскада усилителя, которое найдено из анодных характеристик (рис. 17-37). Незначительные изменения анодного тока и анодного напряжения первого каскада обычно не позволяют найти из характеристик лампы соответствующие малые изменения сеточного смещения. Поэтому в таблице даны приближенные значения смещения, которые почти одинаковы для всех режимов.

Далее рассчитываются величины резисторов и конденсаторов, а также остальные параметры стабилизатора.

При расчете делителя ($R_1$, $R_2$, $R_3$) задаемся током $I_{д1}$ через него (1—2 *ма*) при номинальном выходном напряжении (250 *в*)

$$R_1 + R_2 + R_3 = \frac{E_{ст}}{I_{д1}} = \frac{250}{1\cdot10^{-3}} =$$
$$= 250\ ком = R_{д1}.$$

Для возможности регулировки выходного напряжения сопротивление резистора $R_2$ должно быть переменным

$$R_2 = E_{оп} R_{д1} \frac{E_{ст.макс} - E_{ст.мин}}{E_{ст.макс}\, E_{ст.мин}} =$$
$$= 150\cdot250\cdot10^3 \frac{275 - 225}{275\cdot225} = 30\ ком.$$

Принимаем (с некоторым запасом):

$$R_2 = 47\ ком;$$
$$R_1 \approx \frac{E_{оп}}{I_{д1}} - 0,5R_2 = \frac{150}{1\cdot10^{-3}} -$$
$$- 0,5\cdot47\cdot10^3 \approx 130\ ком;$$
$$R_3 = R_{д1} - (R_1 + R_2) = 250\cdot10^3 -$$
$$- (130\cdot10^3 + 47\cdot10^3) \approx 75\ ком.$$

Следует иметь в виду, что от стабильности сопротивлений делителя ($R_1$, $R_2$, $R_3$) зависит временнáя и температурная стабильность выходного напряжения стабилизатора. Поэтому для такого делителя рекомендуется применять проволочные резисторы или в крайнем случае резисторы типа ВС, имеющие температурный коэффициент сопротивления одного знака (в отличие от резисторов типа МЛТ, имеющих знакопеременный ТКС).

Емкость конденсатора $C_1$ находим из условия

$$C_1 \geqslant \frac{1,5\cdot10^6}{fR_3} = \frac{1,5\cdot10^6}{50\cdot75\cdot10^3} \approx 0,5\ мкф.$$

При расчете делителя $R_4$, $R_5$ задаемся током $I_{д2}$ через него в пределах 1—2 *ма*:

$$R_4 = \frac{|E_c| + E_{a2}}{I_{д2}} = \frac{5 + 110}{1 \cdot 10^{-3}} =$$

$$= 115 \text{ (ближайший номинал 120 } ком);$$

$$R_5 = \frac{E_{оп}}{I_{д2}} - R_4 = \frac{150}{1 \cdot 10^{-3}} - 120 \cdot 10^3 =$$

$$= 30 \approx 33 \; ком.$$

Ограничивающее сопротивление $R_{огр}$ ($R_6$) находим по формуле

$$R_{огр} = \frac{E_{ст} - E_{оп}}{I_{оп} + I_{д2}} = \frac{250 - 150}{(8 + 1) \cdot 10^{-3}} \approx$$

$$\approx 11 \; ком = R_6.$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на ограничивающем сопротивлении,

$$P_{R\,макс} = \frac{(E_{ст.макс} - E_{оп})^2}{R_{огр}} =$$

$$= \frac{(275 - 150)^2}{11 \cdot 10^3} = 1,42 \; вт.$$

Находим токи через стабилитрон при минимальном выходном напряжении (225 *в*)

$$I_{оп.мин} = \frac{E_{ст.мин} - E_{оп}}{R_{огр}} - I_{д2} =$$

$$= \frac{225 - 150}{11 \cdot 10^3} - 1 \cdot 10^{-3} = 5,8 \; ма$$

и при максимальном выходном напряжении (275 *в*)

$$I_{оп.макс} = \frac{E_{ст.макс} - E_{оп}}{R_{огр}} - I_{д2} =$$

$$= \frac{275 - 150}{11 \cdot 10^3} - 1 \cdot 10^{-3} = 10,4 \; ма.$$

Токи через стабилитрон не выходят за допустимые пределы (5—30 *ма*).

Антипаразитную емкость $C_2$ обычно подбирают экспериментально. Ее величина колеблется от 0,1 до 10 *мкф* в зависимости от параметров схемы стабилизатора. Кроме того, для устранения самовозбуждения участок сетка — катод второго каскада усилителя ($Л_2$) часто шунтируют сопротивлением 50—100 *ком*, а между катодом второго каскада и отрицательным полюсом выходного напряжения включают емкость 150—500 *пкф*.

Для определения нестабильности выходного напряжения используем выражение

$$\Delta E_{ст}(\%) = \frac{\Delta E_{c2} \cdot 100}{K_{у1} E_{ст}} \frac{R_{д1}}{R_1 + 0,5 R_2},$$

где $\Delta E_{c2}$ — изменение напряжения на сетке второго каскада усилителя при заданном изменении напряжения на входе стабилизатора (±10%);

$K_{у1}$ — коэффициент усиления первого каскада усилителя.

Полагая, что $K_{у1} \approx 20$, находим для $I_н = 60$ *ма*

$$\Delta E_{ст}(\%) \approx \frac{2,4 \cdot 100}{20 \cdot 250} \times$$

$$\times \frac{250 \cdot 10^3}{(130 + 0,5 \cdot 47)\, 10^3} \approx 0,08\%.$$

Для определения внутреннего сопротивления стабилизатора при медленных изменениях тока нагрузки воспользуемся выражением

$$Z_i \approx \frac{\Delta E'_{c2}}{K_{у1}\, \Delta I_н} \frac{R_{д1}}{R_1 + 0,5 R_2},$$

где $\Delta E'_{c2}$ — изменение напряжения на сетке второго каскада усилителя при заданном изменении тока нагрузки $\Delta I_н = 20$ *ма*.

Тогда, при минимальном питающем напряжении (90%)

$$Z_i \approx \frac{0,6}{20 \cdot 20 \cdot 10^{-3}} \times$$

$$\times \frac{250 \cdot 10^3}{(130 + 0,5 \cdot 47)\, 10^3} \approx 2,5 \; ом.$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора можно определить экспериментально, используя выражение

$$Z_i \approx \frac{\Delta E_{ст}}{\Delta I_н},$$

где $\Delta E_{ст}$ — изменение выходного стабилизированного напряжения при изменении тока нагрузки на $\Delta I_н$.

Исходными данными для расчета выпрямителя, питающего стабилизатор, являются:

выпрямленное напряжение

$$E_0 = \frac{E_{0\,мин} \cdot 100}{100 - \beta} = \frac{315 \cdot 100}{100 - 10} = 350 \; в;$$

выпрямленный ток

$$I_0 = I_{0\,макс} = 70 \; ма.$$

Пульсация выпрямленного напряжения не должна быть большой, так как переменная составляющая пульсации накладывается на анодное напряжение регулирующей лампы. Поэтому коэффициент пульсации выпрямленного напряжения не должен превышать 0,5—1%, что в данном случае соответствует амплитуде пульсации 1,75—3,5 *в*. Очевидно, что уменьшение минимального анодного напряжения (40 *в*) на 3,5 *в* не опасно, так как не вызовет появления сеточного тока, нарушающего работу стабилизатора.

Кроме стабилизатора напряжения с двухкаскадным УПТ, находит применение *схема с однокаскадным УПТ* (рис. 17-38). В этой

схеме для повышения коэффициента стабилизации УПТ иногда выполняется на маломощном тетроде или пентоде. Расчет схемы

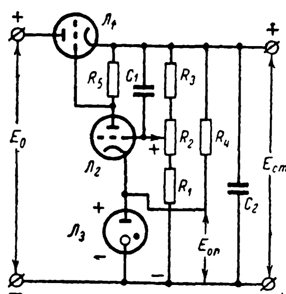



Рис. 17-38. Схема стабилизатора напряжения с однокаскадным УПТ.

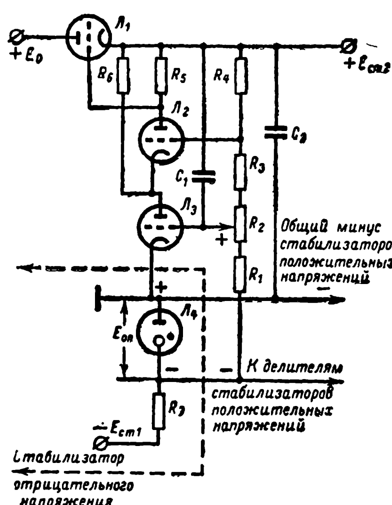



Рис. 17-39. Схема стабилизатора напряжения с каскодным УПТ.

почти не отличается от расчета, приведенного выше. Ограничивающее сопротивление $R_{огр}$ ($R_4$) рассчитывается по формуле

$$R_{огр}=\frac{E_{ст}-E_{оп}}{I_{оп}}.$$

*Стабилизатор с каскодной схемой УПТ.* В тех случаях, когда в одном блоке питания имеется несколько стабилизаторов положительных напряжений, у которых отрицательный полюс является общим (заземленным), и имеется один стабилизатор отрицательного напряжения с заземленным положительным полюсом (выполненный, например, по схеме на рис. 17-35), становится возможным использовать опорный источник стабилизатора отрицательного напряжения в качестве общего источника опорного напряжения для всех стабилизаторов блока. Для этого в стабилизаторах положительных напряжений применяется так называемая каскодная схема УПТ (рис. 17-39). Каскодная схема обладает коэффициентом усиления несколько меньшим, чем двухкаскадная схема, но бо́льшим, чем однокаскадная схема УПТ.

В схемах стабилизаторов с общим источником опорного напряжения все выходные напряжения «следят» за колебаниями опорного напряжения. Так, например, при изменениях опорного напряжения, вызванных колебаниями окружающей температуры, одновременно с тем же знаком и почти на столько же процентов изменяются все выходные напряжения. Это свойство оказывается полезным при питании различных устройств, где одновременные и пропорциональные изменения питающих напряжений позволяют в некоторой степени взаимно компенсировать ошибки, которые возникали бы в этих устройствах при хаотичных отклонениях питающих напряжений от своих номиналов.

Расчет схемы на рис. 17-39 отличается от расчета схем на рис. 17-35 и 17-38 только расчетом делителя ($R_1, R_2, R_3, R_4$) и УПТ.

При расчете делителя следует иметь в виду, что падение напряжения на участке ($R_1+0{,}5R_2$), как и в схемах на рис. 17-35 и 17-38, почти равно опорному напряжению. Для регулировки выходного напряжения переменное сопротивление $R_2$ должно быть равно

$$R_2=E_{оп}R_{д1}\frac{E_{ст.макс}-E_{ст.мин}}{(E_{ст.макс}+E_{оп})(E_{ст.мин}+E_{оп})},$$

где

$$R_{д1}=\frac{E_{ст}+E_{оп}}{I_{д1}}.$$

Остальные сопротивления делителя определяют по формулам:

$$R_1\approx\frac{E_{оп}}{I_{д1}}-0{,}5R_2;$$

$$R_3+R_4=R_{д1}-(R_1+R_2);$$

$$R_3\approx\frac{E_{а1}}{I_{д1}}-0{,}5R_2;$$

$$R_4\approx\frac{|E_с|+E_{а2}}{I_{д1}}=\frac{E_{ст}-E_{а1}}{I_{д1}},$$

где $E_{а1}$ и $E_{а2}$ — анодные напряжения ламп первого и второго каскадов УПТ.

Как видно из последних формул, выбор сопротивлений $R_3$ и $R_4$ тесно связан с расчетом усилителя постоянного тока.

При расчете УПТ вначале следует задаться минимально возможным анодным током второго каскада $I_{а2\,мин}$ (лампа $Л_2$) и определить сопротивление анодной нагрузки $R_5$ по формуле

$$R_5=\frac{|E_{с.мин}|}{I_{а2\,мин}}.$$

Далее вычисляют максимальный анодный ток второго каскада $I_{a2макс}$ при $|E_{c.макс}|$. По анодным характеристикам лампы в режиме микротоков выбирают минимально возможное анодное напряжение $E_{a2\,мин}$ при токе $I_{a2макс}$. и отрицательном напряжении на сетке $E_{c2}$ не менее 0,8 *в*. По вышеприведенной формуле находят величину $R_4$, используя значения $|E_{c.макс}|$ и $E_{a2\,мин}$. Анодный ток первого каскада $I_{a1}$ (лампа $Л_3$) выбирают в 5—10 раз больше максимального тока второго каскада. Анодное напряжение первого каскада

$$E_{a1} = E_{ст} - (|E_{c.макс}| + E_{a2\,мин})$$

должно быть таким, чтобы при выбранном токе $I_{a1}$ отрицательное смещение $E_{c1}$ было не менее 0,8 *в*.

Сопротивление $R_3$ находят по указанной выше формуле.

Большая часть анодного тока первого каскада протекает через сопротивление $R_6$, равное

$$R_6 = \frac{|E_{c.макс}| + E_{a2\,мин}}{I_{a1} - I_{a2\,макс}}.$$

Емкость $C_1$ определяют из выражения

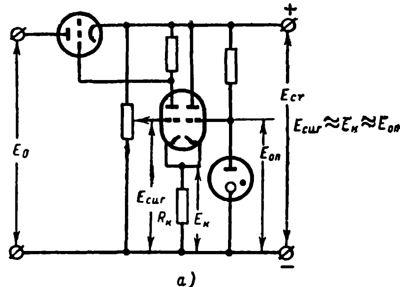
$$C_1 \geqslant \frac{1{,}5 \cdot 10^6}{f(R_3 + R_4)},\ мкф.$$

При расчете стабилизатора отрицательного напряжения следует учитывать токи делителей всех стабилизаторов положительных напряжений, протекающие через ограничивающее сопротивление $R_7$.

В рассмотренных схемах электронных стабилизаторов напряжения ложный сигнал, вызываемый изменением нестабилизированного напряжения накала усилителя постоянного тока, влечет за собой некоторое изменение выходного стабилизированного напряжения. Ухудшение стабильности выходного напряжения происходит в основном за счет ложного сигнала, возникающего в первом каскаде усилителя и имеющего относительно большую величину по сравнению с полезным сигналом. Для подавления ложного сигнала, вызванного колебаниями напряжения накала, применяется схема усилителя постоянного тока с катодной компенсацией.

Схемы стабилизаторов с однокаскадным *УПТ с катодной компенсацией* и с двухкаскадным УПТ (первый каскад которого выполнен по схеме с катодной компенсацией), приведены на рис. 17-40. Применение этих схем особенно целесообразно в тех случаях, когда при больших колебаниях напряжения накала (порядка ±10%) требуется высокая стабильность выходного напряжения.

В УПТ с катодной компенсацией триод с анодной нагрузкой является усилителем, а триод без анодной нагрузки служит исключительно для компенсации ложного сигнала, вызываемого колебаниями напряжения накала. Увеличение напряжения накала вызывает увеличение анодного тока усилительного триода и увеличение падения напряжения на катодном сопротивлении $R_к$. При этом отрицательное смещение на сетке этого триода возрастает, стремясь вернуть анодный ток к прежнему значению. Однако, для того чтобы ток усилительного триода приблизился к прежнему



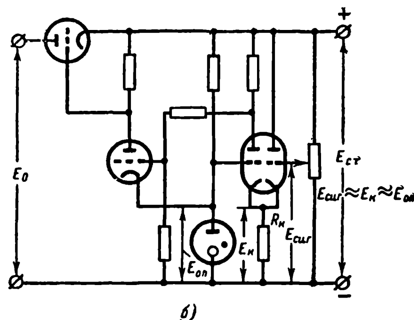




Рис. 17-40. Схемы стабилизаторов напряжения с УПТ с катодной компенсацией. *а* — с однокаскадным УПТ; *б* — с двухкаскадным УПТ.

значению, необходимо, чтобы отрицательное смещение, подаваемое на сетку с катодного сопротивления, было больше смещения, которое было до изменения напряжения накала. Для создания этого дополнительного отрицательного напряжения служит компенсирующий триод, анодный ток которого также увеличивается при увеличении напряжения накала. Это приводит к появлению дополнительного падения напряжения на катодном сопротивлении и увеличению отрицательного смещения на сетке усилительного триода. В результате анодный ток усилительного триода будет стремиться уменьшиться и вернуться к первоначальному значению. При уменьшении напряжения накала схема работает в обратном порядке. Чем меньше отличаются друг от друга параметры триодов, тем эффективнее работает схема компенсации.

В схемах на рис. 17-40 падение напряжения на резисторе $R_к$ почти равно опорному напряжению $E_{оп}$ и напряжению на участке делителя (нижнем), с которого снимается полезный сигнал. Коэффициент

усиления схемы усилителя с катодной компенсацией приблизительно в 2 раза меньше, чем у обычной схемы усилителя при прочих равных условиях. Расчет режима стабилизаторов по схемам на рис. 17-40 производится так же, как для схем на рис. 17-35 и 17-38.

### Стабилизаторы тока

Источники стабилизированного тока, поддерживающие неизменным ток нагрузки при колебаниях напряжения питающей сети и сопротивления нагрузки, получили широкое распространение для питания катушек электромагнитов, для питания анодных цепей магнетронов и некоторых других электровакуумных приборов, а также для измерительных и различных специальных целей.

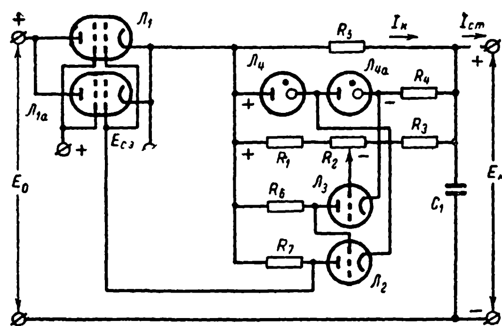



Рис. 17-41. Схема лампового компенсационного стабилизатора тока с двухкаскадным УПТ.

Схема стабилизатора (рис. 17-41), рекомендуемая для напряжений на нагрузке от 200 *в* и выше, обладает высокой стабильностью и не требует отдельного источника для питания усилителя постоянного тока и цепи опорного напряжения.

В качестве регулирующих ламп в схемах стабилизаторов тока применяются в большинстве случаев пентоды или тетроды. Эти лампы способствуют повышению внутреннего сопротивления стабилизатора, что улучшает стабильность тока при колебаниях сопротивления нагрузки.

При увеличении напряжения на входе $E_0$ или при уменьшении сопротивления нагрузки ток нагрузки стремится возрасти. Это приводит к увеличению падения напряжения на катодном сопротивлении обратной связи $R_к$ ($R_5$), через которое проходит почти весь ток нагрузки (кроме тока через стабилитроны $Л_4$ и параллельные им цепи). При этом возрастает отрицательное смещение на сетке первого каскада УПТ ($Л_3$), уменьшается отрицательное смещение на сетке второго каскада ($Л_2$) и увеличивается минус на сетке регулирующих ламп ($Л_1$). Сопротивление регулирующих ламп для постоянного тока возрастает, и на них падает почти весь излишек напряжения, вызванный увеличением входного напряжения или уменьшением сопротивления нагрузки. Ток нагрузки $I_{ст}$ при этом остается почти неизменным. При уменьшении входного напряжения или при увеличении сопротивления нагрузки схема работает в обратном порядке.

Чем больше коэффициенты усиления усилителя $K_у$ и регулирующей лампы $\mu_р$ и чем больше отношение $E_{оп}/E_к$, тем меньше изменения (нестабильность) выходного тока $\Delta I_{ст}$. Емкость $C_1$ является антипаразитной.

Относительная нестабильность тока нагрузки в зависимости от относительной нестабильности входного напряжения выражается приближенной формулой (для малых изменений входного напряжения)

$$\frac{\dfrac{\Delta I_{ст}}{I_{ст}}}{\dfrac{\Delta E_0}{E_0}} \approx \frac{E_к E_0}{\mu_р K_у R_к E_{оп} I_{ст}}.$$

Внутреннее сопротивление стабилизатора тока равно:

$$Z_i \approx \mu_р K_у R_к \frac{E_{оп}}{E_к},$$

где $E_к$ — падение напряжения на катодном сопротивлении $R_к$.

**Пример расчета.** Требуется рассчитать схему стабилизатора тока (рис. 17-41) со следующими параметрами: стабилизированный ток $I_{ст} = 70$ *ма*, регулируемый в пределах от 60 до 80 *ма*; напряжение на нагрузке $E_н$ изменяется в пределах от 900 до 1 100 *в*; колебания питающего напряжения (или напряжения на входе стабилизатора) составляют $\pm 10\%$ от номинального значения.

В качестве регулирующей лампы выбираем пентод ГУ-50, допускающий анодное напряжение до 1 000 *в* и мощность рассеяния на аноде до 40 *вт*. Предварительный расчет показывает, что необходимо соединить две лампы параллельно, чтобы не превысить допустимого значения мощности рассеяния на аноде.

В качестве усилительной лампы выбираем двойной триод 6Н2П, имеющий большой коэффициент усиления ($\mu \approx 100$).

В качестве источника опорного напряжения используем два стабилитрона СГ20Г, соединенные последовательно; номинальное напряжение стабилизации каждого стабилитрона равно 88 *в* при токе $I_{оп} = 4 \div 15$ *ма*. Опорное напряжение (176 *в*) используется в качестве источника анодного напряжения для усилительной лампы.

Расчет стабилизатора тока сводим в таблицу (табл. 17-14); необходимые пояснения к таблице даются ниже.

Наиболее тяжелыми режимами для регулирующей лампы являются, как и в стабилизаторе напряжения, режим максимального выходного напряжения при минималь-

Таблица 17-14

**Расчет электронного стабилизатора тока**

| Колебания питающего напряжения, % | Ток нагрузки $I_{ст}$, *ма* | Напряжение на нагрузке $E_н$, *в* | Напряжение на катодном сопротивлении $E_к$, *в* | Ток через стабилитроны $I_{оп}$, *ма* | Ток через катодное сопротивление $I_к$, *ма* | Мощность на катодном сопротивлении $P_к$, *вт* | Анодный ток регулирующей лампы $I_а$, *ма* | Анодное напряжение регулирующей лампы $E_а$, *в* | Напряжение на входе стабилизатора $E_0$, *в* | Мощность на аноде регулирующей лампы $P_а$, *вт* | Смещение на сетке регулирующей лампы $E_с$, *в* | Анодное напряжение 2-го каскада УПТ $E_{а2}$, *в* | Анодный ток 2-го каскада УПТ $I_{а2}$, *мка* | Смещение на сетке 2-го каскада УПТ $E_{с2}$, *в* | Анодное напряжение 1-го каскада УПТ $E_{а1}$, *в* | Анодный ток 1-го каскада УПТ $I_{а1}$, *мка* | Смещение на сетке 1-го каскада УПТ $E_{с1}$, *в* |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 | 17 | 18 |
| 90 | 80 | 1 100 | 330 | 9 | 70 | 23,1 | 40 | **150** | 1 580 | 6 | —15 | 73 | **100** | —1,2 | 88 | 88 | —1,3 |
| 110 | 80 | 900 | 330 | 9 | 70 | 23,1 | 40 | 700 | 1 930 | 28 | —17 | 71 | 114 | —1,15 | 88 | 88 | —1,3 |
| 90 | 60 | 1 100 | **250** | **5** | 54 | 13,5 | 30 | 290 | 1 640 | 8,7 | —18 | 70 | 120 | —1,1 | 88 | 88 | —1,3 |
| 110 | 60 | 900 | 250 | **5** | 54 | 13,5 | 30 | 840 | 1 990 | 25,2 | —20 | 68 | 133 | —1,05 | 88 | 88 | —1,3 |

Примечание. Жирным шрифтом выделены величины, которыми задаются в процессе расчета.

ном входном напряжении и режим минимального выходного напряжения при максимальном напряжении на входе стабилизатора.

В графе 4 указано напряжение $E_к$ (падение напряжения на катодном сопротивлении $R_к$), которое должно быть достаточным для зажигания стабилитронов. Когда один из двух последовательно включенных одинаковых стабилитронов шунтирован большим сопротивлением (в данном случае стабилитрон $Л_4$ шунтирован анодной цепью лампы $Л_2$), то напряжение зажигания цепи, состоящей из двух стабилитронов, равно сумме напряжений зажигания и стабилизации одного стабилитрона, т. е.

$$E_з + \frac{E_{оп}}{2} = 135 + \frac{176}{2} = 223\ в.$$

На этом основании выбираем минимальное падение напряжения $E_{к.мин} = 250$ *в* при минимальном токе стабилизатора $I_{ст.мин} = 60$ *ма*.

В графе 5 указаны токи через стабилитроны $I_{оп}$. Задаемся минимальными токами через стабилитроны $I_{оп.мин} = 5$ *ма* и через делитель ($R_1$, $R_2$, $R_3$) $I_{д.мин} = 1$ *ма*, которые соответствуют $E_{к.мин} = 250$ *в*. Находим величину ограничивающего сопротивления

$$R_{огр} = \frac{E_{к.мин} - E_{оп}}{I_{оп.мин}} = \frac{250 - 176}{5 \cdot 10^{-3}} \approx$$
$$\approx 15\ ком = R_4.$$

В графе 6 указаны токи через катодное сопротивление. Находим минимальный ток

$$I_{к.мин} = I_{ст.мин} - I_{оп.мин} -$$
$$- I_{д.мин} = 60 - 5 - 1 = 54\ ма.$$

Отсюда

$$R_к = \frac{E_{к.мин}}{I_{к.мин}} = \frac{250}{54 \cdot 10^{-3}} \approx$$
$$\approx 4{,}7\ ком = R_5.$$

Максимальный ток находим из выражения

$$I_{к.макс} = \frac{I_{ст.макс} R_{огр} + E_{оп}}{R_{огр} + R_к} =$$
$$= \frac{80 \cdot 10^{-3} \cdot 15 \cdot 10^3 + 176}{15 \cdot 10^3 + 4{,}7 \cdot 10^3} = 70\ ма.$$

Отсюда находим (для граф 5 и 4):

$$I_{оп.макс} = I_{ст.макс} - I_{к.макс} -$$
$$- I_{д.макс} \approx 80 - 70 - 1 = 9\ ма$$

и

$$E_{к.макс} = I_{к.макс} R_к =$$
$$= 70 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}7 \cdot 10^3 = 330\ в.$$

В графе 7 указана мощность, рассеиваемая на катодном сопротивлении,

$$P_к = E_к I_к.$$

В графе 8 указаны анодные токи через каждую регулирующую лампу

$$I_a = \frac{I_{ст}}{2}.$$

В графе 9 указаны анодные напряжения регулирующей лампы $E_a$. Пользуясь анодными характеристиками лампы ГУ-50 при напряжении на экранирующей сетке $U_{c2} = 150$ *в* (рис. 17-42), выбираем минимальное анодное напряжение $E_{а.мин} = 150$ *в*, которое, во избежание больших токов в

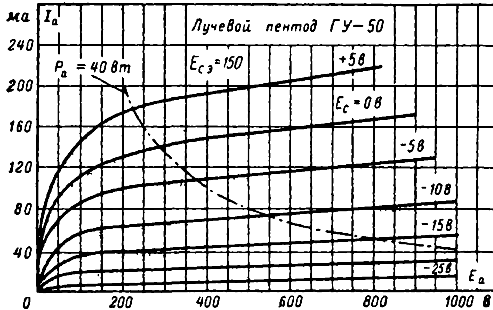



Рис. 17-42. Анодные характеристики пентода ГУ-50. $U_н = 12{,}6$ *в*; $U_{c2} = 150$ *в*; $U_{c3} = 0$ *в*.

цепи экранирующей сетки, не должно быть меньше напряжения на экранирующей сетке. Кроме того, это минимальное анодное напряжение должно обеспечить протекание максимального анодного тока (40 *ма*) при отрицательном смещении на управляющей сетке.

В графе 10 указаны напряжения на входе стабилизатора $E_0$

$$E_{0\,мин} = E_{н.макс} + E_{к.макс} + E_{а.мин} = 1\,100 + 330 + 150 = 1\,580\,в.$$

Отсюда

$$E_{0\,макс} = E_{0\,мин} \frac{100 + \alpha}{100 - \beta} = 1\,580 \frac{100 + 10}{100 - 10} = 1\,930\,в.$$

Полагая, что внутреннее сопротивление выпрямителя $R_в = 3$ *ком*, находим $E_0$ для $I_{ст.мин} = 60$ *ма*, т. е. при уменьшении тока нагрузки на $\Delta I_{ст} = 20$ *ма*

$$E_{0\,мин} + \Delta I_{ст} R_в = 1\,580 + 20 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 1\,640\,в;$$

$$E_{0\,макс} + \Delta I_{ст} R_в = 1\,930 + 20 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 1\,990\,в.$$

Для графы 9 находим теперь значения анодных напряжений по формуле

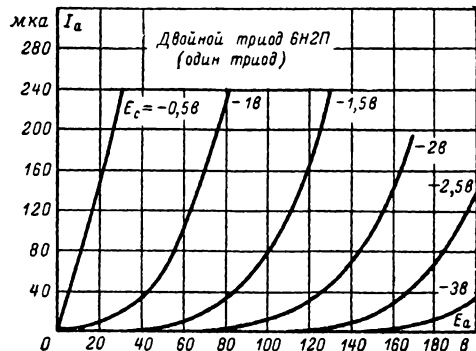
$$E_a = E_0 - E_н - E_к.$$

В графе 11 указана мощность рассеяния на аноде регулирующей лампы

$$P_a = E_a I_a,$$

которая не должна превышать максимально допустимой величины (40 *вт*).

В графе 12 указано смещение на сетке регулирующей лампы $E_c$, которое находим из анодных характеристик на рис. 17-42. Весьма малые изменения напряжения на сетке объясняются большим коэффициентом усиления регулирующего пентода.



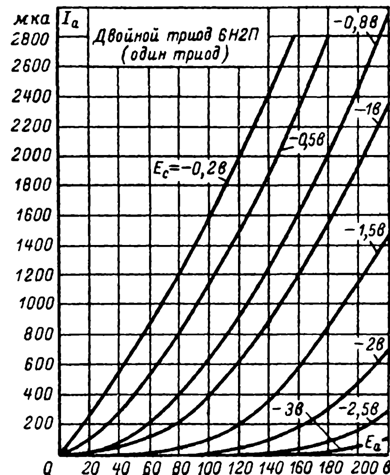




Рис. 17-43. Анодные характеристики двойного триода 6Н2П в режиме микротоков.

В графе 13 указано анодное напряжение $E_{a2}$ второго каскада усилителя ($Л_2$)

$$E_{a2} = \frac{E_{оп}}{2} - |E_c|.$$

В графе 14 указаны анодные токи второго каскада усилителя $I_{a2}$.

Задаваясь минимальным анодным током $I_{a2мин} = 100$ *мка*, находим сопротивление анодной нагрузки

$$R_{a2} = \frac{E_{c.мин}}{I_{a2\,мин}} = \frac{15}{100 \cdot 10^{-6}} = 0{,}15\,Мом = R_7.$$

В графе 15 указано смещение на сетке второго каскада усилителя $E_{c2}$, которое находим из анодных характеристик лампы 6Н2П в режиме микротоков (рис. 17-43). Отрицательное смещение не должно быть меньше чем 0,8 *в*.

В графе 16 указано анодное напряжение $E_{a1}$ первого каскада усилителя (лампа $Л_3$)

$$E_{a1} = \frac{E_{оп}}{2} - |E_{c2}| \approx \frac{E_{оп}}{2} = \frac{176}{2} = 88\,в.$$

В графе 17 указаны анодные токи первого каскада усилителя $I_{a1}$. Задаемся $I_{a1} = 88$ *мка* и находим сопротивление анодной нагрузки первого каскада

$$R_{a1} = \frac{\frac{E_{оп}}{2} + |E_{c2}|}{I_{a1}} \approx \frac{\frac{E_{оп}}{2}}{I_{a1}} = \frac{\frac{176}{2}}{88 \cdot 10^{-6}} = 1\,Мом = R_6.$$

В графе 18 указано смещение на сетке первого каскада усилителя $E_{c1}$, которое находим из характеристик (рис. 17-43). При данном способе расчета не удается определить из анодных характеристик изменение смещения $E_{c1}$, так как оно очень мало.

Зная минимальный ток делителя ($R_1$, $R_2$, $R_3$) $I_{д.мин} = 1$ *ма*, находим:

$$R_1 + R_2 + R_3 = \frac{E_{к.мин}}{I_{д.мин}} = \frac{250}{1 \cdot 10^{-3}} = 250\,ком = R_д.$$

Требуемая регулировка выходного тока $I_{ст}$ будет получена при

$$R_2 = E_{оп} R_д \frac{I_{к.макс} - I_{к.мин}}{I_{к.макс} I_{к.мин} R_к} = 176 \cdot 250 \cdot 10^3 \cdot \frac{(70 - 54)\,10^{-3}}{70 \cdot 10^{-3} \cdot 54 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}7 \cdot 10^3} = 40\,ком.$$

Выбираем $R_2 = 47$ *ком*. Определяем средний ток делителя

$$I_д = \frac{E_{к.макс} + E_{к.мин}}{2R_д} = \frac{330 + 250}{2 \cdot 250 \cdot 10^3} = 1{,}16 \cdot 10^{-3}\,а$$

и находим

$$R_1 = \frac{E_{оп}}{I_д} - 0{,}5R_2 = \frac{176}{1{,}16 \cdot 10^{-3}} - 0{,}5 \cdot 47 \cdot 10^3 \approx 130\,ком;$$

$$R_3 = R_д - (R_1 + R_2) = 250 \cdot 10^3 - (130 + 47)\,10^3 = 75\,ком.$$

В схеме стабилизатора тока временна́я и температурная стабильность тока нагрузки $I_{ст}$ зависит не только от стабильности сопротивлений делителя $R_д$, но и от стабильности катодного сопротивления $R_к$. Поэтому для этих цепей рекомендуется использовать проволочные резисторы или резисторы, имеющие малые и близкие ТКС одного знака.

Относительную нестабильность тока нагрузки при изменении питающего напряжения можно определить из выражения

$$\Delta I_{ст}(\%) = \frac{\Delta E_{c2} \cdot 100}{K_{у1} I_{ст} R_к} \frac{R_д}{R_1 + 0{,}5R_2},$$

где $\Delta E_{c2}$ — изменение напряжения на сетке второго каскада усилителя при заданном изменении напряжения на входе стабилизатора (±10%);

$K_{у1}$ — коэффициент усиления первого каскада усилителя;

$$\Delta I_{ст}(\%) \approx \frac{0{,}05 \cdot 100}{30 \cdot 70 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}7 \cdot 10^3} \times \frac{250 \cdot 10^3}{(130 + 0{,}5 \cdot 47)\,10^3} \approx 0{,}001\%.$$

Такая высокая стабильность объясняется большими коэффициентами усиления регулирующей и усилительной ламп.

Внутреннее сопротивление стабилизатора тока в данном случае лучше определить экспериментально, так как расчет может дать значительную ошибку. Измеряя изменение тока нагрузки $\Delta I_{ст}$ при заданном изменении напряжения на нагрузке $\Delta E_н$, можно определить внутреннее сопротивление из выражения

$$Z_i \approx \frac{\Delta E_н}{\Delta I_{ст}}.$$

В данном случае величина $Z_i$ составит несколько мегом.

Исходными данными для расчета выпрямителя, питающего стабилизатор, являются:

выпрямленное напряжение

$$E_0 = \frac{E_{0мин} \cdot 100}{100 - \beta} = \frac{1\,580 \cdot 100}{100 - 10} = 1\,755\,в;$$

выпрямленный ток

$$I_0 = I_{ст.макс} = 80\,ма.$$

Коэффициент пульсации выбирается в пределах 0,5—1%, исходя из соображений, изложенных в методике расчета стабилизатора напряжения (см. стр. 357).

Среди других схем стабилизаторов тока следует отметить аналогичную схему стабилизатора с одним каскадом усиления

постоянного тока (рис. 17-44). В этой схеме, как и в схеме на рис. 17-41, источник опорного напряжения и УПТ питаются от напряжения, которое падает на катодном сопротивлении $R_5$. Расчет схемы на рис. 17-44 мало отличается от приведенного выше расчета схемы с двухкаскадным УПТ.

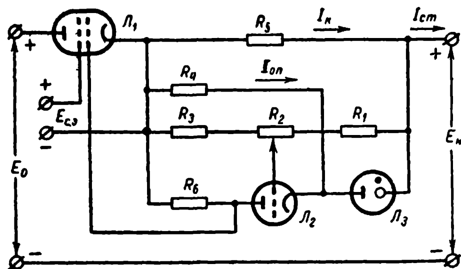


Рис. 17-44. Схема стабилизатора тока с однокаскадным УПТ.

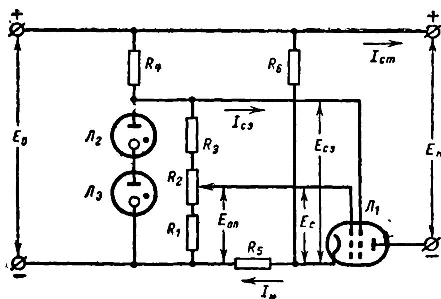


Рис. 17-45. Схема стабилизатора тока без УПТ.

На рис. 17-45 показана схема стабилизатора тока без УПТ. В этой схеме через катодное сопротивление (резистор $R_5$) протекает изменяющийся в процессе работы ток экранирующей сетки $I_{с.э}$, что ухудшает стабильность тока нагрузки $I_{ст}$ и является основным недостатком схемы. Для повышения стабильности тока при изменениях входного напряжения $E_0$ между плюсом этого напряжения и катодом регулирующей лампы $Л_1$ включают резистор $R_6$, величина которого определяется из выражения

$$R_6 \approx \mu_р R_5,$$

где $\mu_р$ — коэффициент усиления регулирующей лампы.

Расчет режима схемы на рис. 17-45 во многом сходен с приведенным выше расчетом и не представляет трудностей.

Следует подчеркнуть, что во всех без исключения схемах стабилизаторов напряжения и тока регулирующие и усилительные лампы должны работать без сеточных токов.

## 17-7. ТРАНЗИСТОРНЫЕ КОМПЕНСАЦИОННЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

### Основные схемы стабилизаторов

Транзисторные стабилизаторы напряжения представляют собой системы автоматического регулирования, в которых с заданной точностью поддерживается постоянным

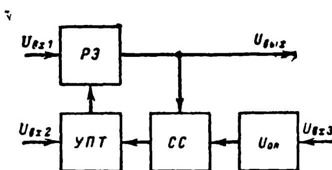



Рис. 17-46. Блок-схема транзисторного стабилизатора.

*РЭ* — регулирующий элемент; *СС* — схема сравнения; *УПТ* — усилитель постоянного тока.

напряжение на выходе независимо от изменения входного напряжения, тока нагрузки и параметров схемы. Блок-схема типового стабилизатора представлена на рис. 17-46. Входное напряжение $U_{вх1}$ поступает на регулирующий элемент (*РЭ*), с выхода которого снимается выходное напряжение $U_{вых}$

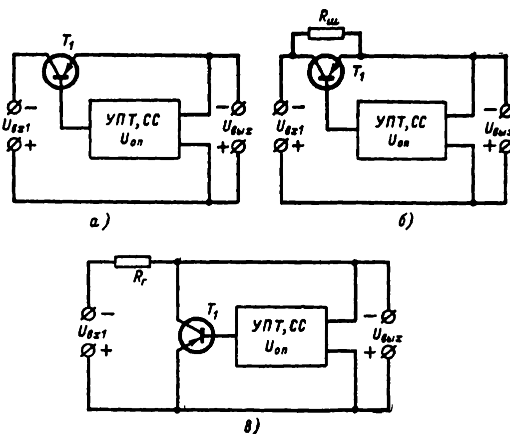



Рис. 17-47. Основные регулирующие элементы транзисторных стабилизаторов (на *p-n-p* приборах).

*а* — последовательный регулирующий транзистор; *б* — последовательный регулирующий транзистор с шунтом; *в* — параллельный регулирующий транзистор.

меньшее $U_{вх1}$. Помимо полезной нагрузки, выходное напряжение поступает на вход схемы сравнения (*СС*), куда также подается стабильное опорное напряжение $U_{оп}$. Разность выходного (или части выходного)

и опорного напряжений поступает на вход усилителя постоянного тока (*УПТ*), где она усиливается и подается в необходимой фазе на регулирующей элемент. Это вызывает такое изменение напряжения на регулирующем элементе, что значение выходного напряжения восстанавливается с заданной степенью точности. Кроме напряжения $U_{вх1}$, в схеме могут действовать и другие напряжения ($U_{вх2}$, $U_{вх3}$ и т. д.).

В отдельных стабилизаторах УПТ могут отсутствовать, УПТ и схемы сравнения могут быть объединены и т. д.

*Схемы регулирующих элементов.* Существует три основных типа транзисторных регулирующих элементов в стабилизаторах — последовательный, последовательный с шунтом и параллельный (рис. 17-47).

Обычно регулирующий элемент представляет собой каскадное соединение транзисторов $T_{11}$, $T_{12}$, $T_{13}$, называемое составным транзистором (рис. 17-48), причем $T_{11}$

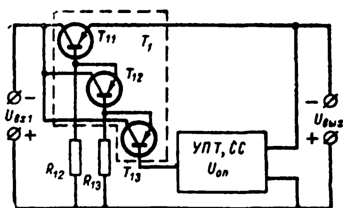



Рис. 17-48. Составной регулирующий транзистор в схеме стабилизатора.

может состоять из нескольких параллельно включенных транзисторов. В этом случае удобно при расчетах заменять все транзисторы, входящие в составной, одним эквивалентным транзистором $T_1$. Коэффициент усиления $\beta$ составного транзистора равен произведению коэффициентов усиления отдельных транзисторов.

Рабочая точка в составном транзисторе в режиме малых токов нагрузки и с учетом повышенных температур обычно задается резисторами смещения ($R_{12}$, $R_{13}$).

Последовательные РЭ получили наибольшее распространение. Они имеют большой к. п. д. схемы и малую мощность рассеяния регулирующего транзистора.

Последовательные РЭ с шунтом практически используются при неизменном токе нагрузки стабилизатора. В них при равном к. п. д. мощность рассеяния регулирующего транзистора меньше, чем в схеме без шунта.

Параллельные РЭ по к. п. д. и мощности рассеяния регулирующего транзистора уступают последовательным и применяются в схемах, где короткое замыкание на выходе не должно (без специальных схем защиты) выводить стабилизатор из строя, а также в низковольтных стабилизаторах на напряжения до 5 *в*.

*Схемы сравнения и УПТ.* Существует большое разнообразие схем сравнения, УПТ

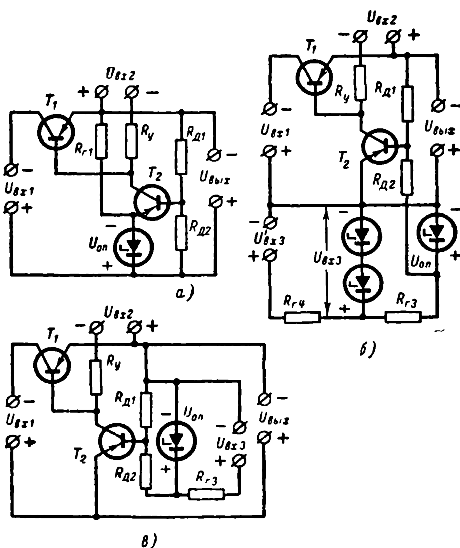



Рис. 17-49. Основные схемы сравнения с однокаскадными УПТ (на одном транзисторе).

$а$ — $U_{вых} > U_{оп}$; $б$ — $U_{вых} \geq U_{оп}$; $в$ — $U_{вых} < U_{оп}$

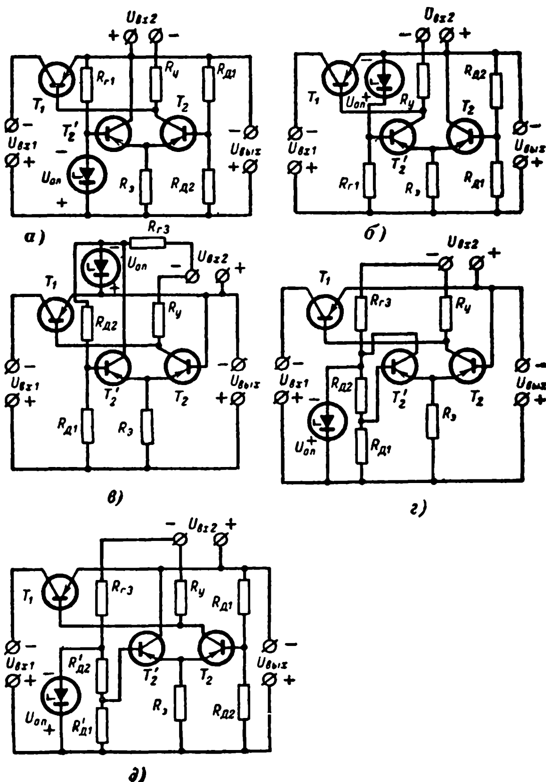



Рис. 17-50. Основные схемы сравнения с дифференциальным УПТ.

$а$ — $U_{вых} > U_{оп}$; $б$ — $U_{вых} > U_{оп}$; $U_{к2} \approx U_{оп}$; $в$ — $U_{вых} \geq U_{оп}$; $г$ — $U_{вых} < U_{оп}$; $д$ — модификация схемы $г$ с дополнительным делителем выходного напряжения.

и способов включения опорного напряжения. Наибольшее распространение получили схемы, где схема сравнения совмещена с УПТ и источником опорного напряжения, в качестве которого обычно используются кремниевые стабилитроны. Основные схемы сравнения в схемах стабилизаторов с последовательным регулирующим элементом приведены на рис. 17-49 и 17-50.

Во всех схемах питание коллекторной нагрузки УПТ осуществляется от дополнительного источника $U_{вх2}$, плюс которого в схемах стабилизаторов с последовательным регулирующим транзистором соединяется с минусом выходного напряжения. В общем случае для питания коллекторной нагрузки может быть использовано основное напряжение питания стабилизатора $U_{вх1}$, но это существенно ухудшает стабильность. Обычно $U_{вх2}$ дополнительно стабилизируется при помощи кремниевого стабилитрона.

Путем изменения соотношения плеч делителя схемы (рис. 17-49) можно получать различные соотношения между напряжениями $U_{вых}$ и $U_{оп}$, причем за $U_{оп}$ принимают напряжение стабилизации кремниевого стабилитрона.

В стабилизаторах используются также дифференциальные схемы сравнения (дифференциальные усилители). По сравнению с соответствующими схемами (рис. 17-49) эти схемы (рис. 17-50) имеют на один транзистор больше, но отличаются и некоторыми преимуществами:

1. В них происходит компенсация температурного дрейфа напряжения базы транзисторов $T_2$ и $T_2'$, что особенно важно при использовании $U_{оп}$ с малым температурным коэффициентом.

2. В отличие от схемы на рис. 17-49, *а*, где напряжение $U_{оп}$ включено в цепь эмиттера транзистора, в схемах на рис. 17-50, *а* и *б* опорное напряжение включено в цепь базы, что уменьшает нестабильность из-за влияния дифференциального сопротивления источника $U_{оп}$.

3. В схемах на рис. 17-50, *в*, *г*, *д* для питания опорного стабилитрона можно использовать напряжение $U_{вх2}$, в то время как в схемах на рис. 17-49, *б*, *в* с одним транзистором требуется дополнительное напряжение $U_{вх3}$. В схемах на рис. 17-49, *б*, *в* имеется возможность использовать общий источник вместо $U_{вх2}$ и $U_{вх3}$, однако это требует дополнительного усложнения схемы и полной изоляции этого источника от выходных напряжений стабилизатора [Л. 10].

Схема на рис. 17-50, *б* особенно удобна при соотношении напряжений $U_{вых} > 2U_{оп}$. Это связано с тем, что в схеме на рис. 17-50, *а* (как и на рис. 17-49, *а*) напряжение коллектора транзистора УПТ равно примерно $U_{вых}—U_{оп}$, а в схеме на рис. 17-50, *б* равно $U_{оп}$. Следовательно, в схемах на рис. 17-50, *а* и 17-49, *а* при больших значениях $U_{вых}$, чтобы сохранить напряжение коллектора малым, надо увеличивать $U_{оп}$. Так как обычно $U_{оп}=8\div10$ *в*, то схема на рис. 17-50, *б* чаще применяется при $U_{вых}>20$ *в*.

В отличие от схемы на рис. 17-50, *а* в схеме на рис. 17-50, *б* увеличение напряжения $U_{вых}$ приводит не к увеличению, а к уменьшению тока транзистора $T_2$. Поэтому в этой схеме для соблюдения необходимых фазовых соотношений сопротивление нагрузки $R_у$ включается не в транзистор $T_2$, а в транзистор $T_2'$.

В схемах на рис. 17-50, *в* и *г* при регулировке выходного напряжения меняется режим транзистора $T_2'$, и на его коллектор необходимо подавать отрицательный потенциал, на 1—2 *в* больший, чем $U_{вых}$, что относится к недостаткам этой схемы. Этого недостатка нет в схеме на рис. 17-50, *д*, где опорное напряжение сначала делится постоянным делителем, а регулировка $U_{вых}$ осуществляется, как и в схеме на рис. 17-50, *а*. Если напряжение, снимаемое с $R_{д1}'$, взять на 1 *в* меньше, чем наименьшее значение регулируемого напряжения $U_{вых}$, то коллектор транзистора $T_2'$ можно, как и в схеме на рис. 17-50, *а*, соединять с минусом $U_{вых}$.

Большое влияние на выходное напряжение оказывает температура. В схемах на рис. 17-49 при увеличении температуры изменяется опорное напряжение (для широко используемых стабилитронов Д808 и Д814А увеличивается примерно на 4,5 *мв*/°С) и уменьшается напряжение между базой и эмиттером транзистора схемы сравнения (примерно на 2 *мв*/°С). Температурное изменение параметров регулирующего элемента можно не учитывать, так как оно ослабляется цепью обратной связи. При выборе достаточно низкоомного делителя можно пренебречь и влиянием нулевого тока коллектора транзистора схемы сравнения. Если при этом сопротивления делителя выбраны достаточно стабильными по температуре (проволочными), то в указанных схемах сравнения происходит частичная температурная компенсация. Для полной температурной компенсации, например, в схеме на рис. 17-49, *а* можно в верхнее плечо делителя последовательно с $R_{д1}$ включить в прямом направлении термокомпенсирующие *p-n* переходы (плоскостные диоды или стабилитроны). Можно включить для термокомпенсации *p-n* переходы в прямом направлении последовательно с опорным кремниевым стабилитроном. Подробно вопросы температурной стабильности и температурной компенсации рассмотрены в [Л. 10].

В дифференциальных схемах сравнения температурные изменения обоих транзисторов схемы сравнения почти полностью взаимно компенсируются. При использовании в качестве источника опорного напряжения кремниевого стабилитрона Д808 (Д814А) надо полностью скомпенсировать его положительный температурный коэффи-

циент. Для этой цели последовательно с опорным стабилитроном включаются в прямом направлении 2—3 *p-n* перехода.

В стабилизаторах с последовательным регулирующим элементом при перегрузках по току и коротких замыканиях на регулирующем транзисторе возникают большие

Рис. 17-51. Практическая схема транзисторного стабилизатора напряжения.

перегрузки по мощности и напряжению. В определенных условиях, если не принять мер защиты, даже кратковременные перегрузки могут вывести регулирующий элемент из строя из-за теплового или потенциального пробоя. В качестве элементов схем защиты можно использовать последовательное включение с регулирующим транзистором сопротивления, ограничивающего его ток и напряжение при коротких замыканиях, а также плавкие предохранители, релейные и специальные полупроводниковые схемы. Для ограничения напряжения регулирующего транзистора в режиме коротких замыканий можно его шунтировать мощными кремниевыми стабилитронами Д815—Д817 [Л. 10, 11].

Практическая схема стабилизатора с последовательным РЭ приведена на рис. 17-51. В этой схеме показан дополнительный параметрический стабилизатор, стабилизирующий напряжение $U_{вх2}$.

На выходе стабилизатора включен конденсатор $C_{вых}$, повышающий устойчивость и улучшающий переходные характеристики стабилизатора. Для повышения устойчивости используется также конденсатор $C_к$ емкостью 0,03—0,1 *мкф*, включенный между базой транзистора схемы сравнения и плюсом выходного напряжения. Для защиты последовательно с регулирующим транзистором включен предохранитель, а в коллектор маломощного транзистора $T_{13}$ включен резистор. Для повышения надежности, особенно в с абилизаторах с повышенным выходным напряжением, коллекторную цепь маломощного транзистора иногда целесообразно питать от напряжения $U_{вх2}$, как это показано пунктиром.

Монтаж стабилизаторов следует производить именно так, как вычерчена схема на рис. 17-51.

### Расчет последовательного регулирующего элемента

Исходные данные включают следующие задаваемые параметры и величины.

Выходное напряжение: номинальное $U_{вых}$, минимальное $U_{вых.мин}$ и максимальное $U_{вых.макс}$.

Токи нагрузки: максимальный $I_н$ и минимальный $I_{н.мин}$ (включающие и внутреннее потребление);

Тип питающего напряжения и его допустимое изменение в процентах в сторону увеличения $\Delta U_{с+}$ и уменьшения $\Delta U_{с-}$.

Допустимая нестабильность выходного напряжения $\Delta U_{вых.с.д}$ в процентах при изменении напряжения сети или допустимый коэффициент стабилизации при изменении напряжения сети

$$K_{ст.д} = \frac{\Delta U_{с.макс}}{\Delta U_{вых.с.д}}, \qquad (17\text{-}71)$$

где $\Delta U_{с.макс}$ — максимальное отклонение от номинального значения.

Допустимое напряжение пульсаций выходного напряжения в процентах $a_{п.вых.д}$.

Допустимое изменение выходного напряжения $\Delta U_{вых.н.д}$ (в процентах) при заданном изменении тока нагрузки или допустимое выходное сопротивление стабилизатора

$$R_{вых.д} = \frac{\Delta U_{вых.н.д} U_{вых}}{100 (I_н - I_{н.мин})}. \qquad (17\text{-}72)$$

Диапазон рабочих температур: максимальная, номинальная и минимальная температуры среды ($T_{с.макс}$, $T_с$, $T_{с.мин}$).

Допустимая нестабильность выходного напряжения $\Delta U_{вых.т}$ в процентах при заданном изменении температуры от номинального значения или допустимый температурный коэффициент стабилизатора

$$\alpha_д = \frac{\Delta U_{вых.т}}{\Delta T}, \qquad (17\text{-}73)$$

где $\Delta T$ — наибольшая из разностей $T_{с.макс} - T_с$ и $T_с - T_{с.мин}$.

Порядок расчета (схема на рис. 17-48). Определяем коэффициенты изменения входного напряжения стабилизатора в режиме холостого хода, считая, что это изменение

пропорционально изменению напряжения сети:

$$\left.\begin{aligned} a_{мин} &= 1 - \frac{\Delta U_{c-}}{100}; \\ a_{макс} &= 1 + \frac{\Delta U_{c+}}{100}. \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}74)$$

Задаемся относительной амплитудой пульсации входного напряжения $U_{вх1}$

$$a_{п1} = \frac{U_{п1}}{U_{вх\,1}}, \quad (17\text{-}75)$$

где $U_{п1}$ — амплитуда пульсаций напряжения $U_{вх1}$, питающего стабилизатор.

При $U_{вых} \geqslant 5\,в$ выбираем

$$a_{п1} < (0{,}3 \div 0{,}7)(1 - a_{мин}). \quad (17\text{-}76)$$

При $U_{вых} < 5\,в$ выбираем

$$a_{п1} < 0{,}1 \div 0{,}2. \quad (17\text{-}77)$$

Находим коэффициент изменения мгновенного значения напряжения выпрямителя:

$$A_{мин} = a_{мин} - a_{п1}; \quad (17\text{-}78)$$

$$A_{макс} = a_{макс} + a_{п1}. \quad (17\text{-}79)$$

Задаемся величиной внутреннего сопротивления выпрямителя $R_{в1}$, питающего стабилизатор.

При $U_{вых} < 5\,в$

$$R_{в1} \approx 0{,}3 U_{вых}/I_{н}. \quad (17\text{-}80)$$

При $U_{вых} \geqslant 5\,в$

$$R_{в1} \approx (0{,}3 \div 0{,}15) U_{вых}/I_{н}. \quad (17\text{-}81)$$

Задаемся минимально допустимым напряжением между эмиттером и коллектором составного регулирующего транзистора $U_{к.э1мин}$.

Для трехкаскадного составного транзистора из германиевых транзисторов выбираем $U_{к.э1мин} = 2\,в$, для кремниевых транзисторов 4—6 *в*. Если используется параллельное соединение транзисторов, $U_{к.э1мин}$ должно быть увеличено на величину падения напряжения в симметрирующих сопротивлениях (около 0,5 *в*). Напряжение $U_{к.э1мин}$ должно быть также увеличено на величину разброса входного напряжения выпрямителя.

Определяем максимальный ток выпрямителя

$$I_{вх1} = I_{н} + I_{доп}, \quad (17\text{-}82)$$

где $I_{доп}$ — ток, потребляемый от выпрямителя внутри схемы стабилизатора (ток шунта выпрямителя, ток сопротивлений $R_{12}$, $R_{13}$ на рис. 17-48 и т. д.). Отношение $I_{доп}/I_{н}$ имеет величину 0,03—0,1 и уменьшается при увеличении $I_{н}$.

Определяем номинальное среднее $U_{вх1}$, максимальное среднее $U_{вх1макс}$ и мгновенное $U'_{вх1макс}$ значения напряжения ненагруженного выпрямителя, а также номинальное и максимальное средние значения напряжения нагруженного выпрямителя $U_{вх1н}$ $U_{вх1макс.н}$:

$$\left.\begin{aligned} U_{вх1} &= \frac{U_{вых\,макс} + U_{к.э1\,мин} + I_{вх1}R_{в1}}{A_{мин}}; \\ U_{вх1\,макс} &= U_{вх1}\,a_{макс}; \\ U'_{вх1\,макс} &= U_{вх1}\,A_{макс}; \\ U_{вх1н} &= U_{вх1} - I_{вх1}\,R_{в1}; \\ U_{вх1\,макс.н} &= U_{вх1\,макс} - I_{вх1}\,R_{в1}. \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}83)$$

Определяем номинальную и максимальную мощности выпрямителя:

$$\left.\begin{aligned} P &= I_{вх1}\,U_{вх1}; \\ P_{макс} &= I_{вх1}\,U_{вх1макс}. \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}84)$$

Определяем номинальную и минимальную выходную мощность стабилизатора при токе $I_{н}$:

$$\left.\begin{aligned} P_{вых} &= I_{н}\,U_{вых}; \\ P_{вых.мин} &= I_{н}\,U_{вых\,мин}. \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}85)$$

Определяем номинальный и минимальный к. п. д. стабилизатора с выпрямителем при токе $I_{н}$:

$$\left.\begin{aligned} \eta &= P_{вых}/P; \\ \eta_{мин} &= P_{вых.мин}/P_{макс}. \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}86)$$

Определяем максимальную мощность потерь, выделяемую в стабилизаторе в самых худших условиях,

$$P_{п} = P_{макс}(1 - \eta_{мин}). \quad (17\text{-}87)$$

Найденный к. п. д. и $P_{п}$ не учитывают потери в трансформаторе, определяемые током холостого хода, и потери в дополнительных цепях стабилизатора (вспомогательные источники напряжения и т. д.). Эти дополнительные потери должны суммироваться с $P_{п}$ при расчете теплового режима стабилизатора. $U_{вх1н}$, $I_{вх1}$, $P_{макс}$ $R_{в1}$, $a_{п1}$, $P_{п}$ используются в дальнейшем для расчета выпрямителя.

Если после расчета выпрямителя величины $R_{в1}$ и $a_{п1}$ существенно расходятся с величинами, заданными в начале расчета, то следует сделать перерасчет.

Определяем максимальное мгновенное напряжение между коллектором и эмиттером мощного регулирующего транзистора

$$U_{к.э1\,макс} = U'_{вх1\,макс} - U_{вых.мин} - (I_{н.мин} + I_{доп})\,R_{в1}. \quad (17\text{-}88)$$

Определяем максимальную среднюю мощность, рассеиваемую в мощном регулирующем транзисторе,

$$P_{к\,э1\,макс} = (U_{вх1\,макс.н} - U_{вых.мин} - U_{c})\,I_{н}, \quad (17\text{-}89)$$

где $U_{c} \approx 0{,}5\,в$ — падение напряжения на симметрирующих сопротивлениях параллельно включенных транзисторов.

Мощный регулирующий транзистор выбираем по данным формул (17-88) и

(17-89) при $I_{\text{к11макс}}=I_{\text{н}}$. Указанные величины должны быть меньше предельных каталожных данных с необходимым коэффициентом запаса и с учетом нагрева транзистора выделяемой мощностью и температуры среды.

При максимальной температуре среды 50—55° С и естественной конвекции в условиях нормального давления обычно можно пользоваться данными табл. 17-15.

При $P_{\text{к.э11макс}} > 12$ *вт* (при $T_{\text{с.макс}} \geqslant 55°$ С) необходимо применять параллельное соединение транзисторов с симметрированием при помощи симметрирующих сопротивлений $R_{\text{с}}$ (рис. 17-51). Для равномерного распределения тока нагрузки с точностью ±10% величины этих сопротивлений определяются по формуле:

$$R_{\text{с}} = \frac{0{,}5N}{I_{\text{н}}}, \qquad (17\text{-}90)$$

где $N$ — число параллельных транзисторов; $I_{\text{н}}$ выражено в амперах, $R_{\text{с}}$ — в омах.

Находим из справочников (или по табл. 17-15) величины $R_{t\text{к}}$ и $R_{t\text{к.т}}$ транзисторов, используемых в качестве мощных регулирующих.

Таблица 17-15

**Тепловые параметры некоторых транзисторов**

| Параметры | П209<br>П210 | П4<br>П216<br>П217 | П201, П202<br>П203<br>П214<br>П215 | 1Т403 | МП25<br>МП26 | МП13<br>МП14<br>МП15<br>МП16 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Тепловое сопротивление переход — корпус $R_{t\text{к}}$, °С/*вт* | 1 | 2 | 3,5 | 15 | — | — |
| Тепловое сопротивление корпус—теплоотвод $R_{t\text{к.т}}$, °С*т*/*в* | 0,2—0,5 | 0,5—1 | 1—2 | 3—7 | — | — |
| Тепловое сопротивление $R_t$ переход — среда, °С/*вт* | 30 | 36 | 80 | 100 | 0,2 | 0,2 |
| Максимальная температура перехода $T_{\text{п.макс}}$, °С | 85 | 85 | 85 | 85 | 75 | 85 |
| Ток $I_{\text{ко}}$ (при 20° С и напряжении коллектора 1—2 *в*), *мка* | 400 | 200 | 100 | 20 | 10 | 5 |
| Максимальная мощность, рассеиваемая без теплоотвода, $P_{\text{к э. макс}}$ | (2,9—0,033$t_{\text{с}}$)*вт* | (2,4—0,028$t_{\text{с}}$)*вт* | (1,06—0,0125$t_{\text{с}}$)*вт* | (0,85—0,01 $t_{\text{с}}$) *вт* | (375—5$t_{\text{с}}$) *мвт* | (425—5$t_{\text{с}}$)*мвт* |
| Целесообразная мощность рассеяния при температуре +(50—55° С) (без обдува при нормальном давлении), *вт* | 5—12 | 3—5 | 1—3 | 0,1—1 | 0—0,1 | 0—0,1 |
| Приближенная площадь коллекторного *p-n* перехода, *см*² | 0,6 | 0,4 | 0,2 | 0,1 | 0,005 | 0,005 |

Примечание. $t_{\text{с}}$ – температура среды.

Задаемся коэффициентом теплоотдачи теплоотвода ($K_{\text{т}} \approx 0{,}0008$ *вт*/°С·*см*²).

Задаемся максимальной температурой *p-n* перехода мощных регулирующих транзисторов $T_{\text{п11макс}}$ (которую следует уменьшить против каталожных данных) и определяем суммарную поверхность теплоотвода [Л. 12]

$$S_{\text{т}} \geqslant \frac{P_{\text{к.э11 макс}}}{K_{\text{т}}\left[T_{\text{п11 макс}} - T_{\text{с.макс}} - \frac{P_{\text{к.э11макс}}}{N}\left(R_{t\text{к}} + R_{t\text{к.т}}\right)\right]}. \qquad (17\text{-}91)$$

По температуре $T_{\text{п11макс}}$ (с использованием приближенных данных табл. 17-15) находим максимальный нулевой ток коллектора мощных регулирующих транзисторов

$$I_{\text{к011 макс}} \approx I_{\text{к011}} \cdot 2^{\frac{T_{\text{п11 макс}} - T_{\text{с.макс}}}{10}}, \qquad (17\text{-}92)$$

где $I_{\text{к011}}$ — нулевой ток коллектора одного транзистора при температуре 20° С.

Находим ток смещения транзистора $T_{12}$ (рис. 17-48), протекающий по сопротивлению $R_{12}$,

$$I_{12} = (1 \div 1{,}5)\, I_{\text{к011макс}} N. \qquad (17\text{-}93)$$

Находим величину сопротивления

$$R_{12} = \frac{U_{\text{вых.мин}}}{I_{12}}. \qquad (17\text{-}94)$$

Задаемся изменением базового тока составного регулирующего транзистора $\Delta I_{\text{б1макс}}$ (в пределах 20—100 *мка*) при изменении тока нагрузки от $I_{\text{н}}$ до нуля и находим требуемый суммарный коэффициент усиления составного транзистора

$$\beta_{1\text{д}} \geqslant \frac{I_{\text{н}}}{\Delta I_{\text{б1макс}}}. \qquad (17\text{-}95)$$

Выбираем количество транзисторов в составном транзисторе при условии, что

$$\beta_{11}\beta_{12}\cdots\beta_{1n} \geqslant \beta_{1\text{д}}, \qquad (17\text{-}96)$$

где $n$ — число транзисторов составного транзистора.

Задаемся коэффициентом усиления по постоянному току $B_{11}$ транзистора $T_{11}$ и находим максимальный ток, напряжение и мощность рассеяния коллектора транзистора $T_{12}$:

$$\left.\begin{aligned} &I_{\text{к12 макс}} = I_{\text{н}}/B_{11} + I_{12};\\ &U_{\text{к.э12 макс}} = U_{\text{к.э11макс}} - U_{\text{б11}};\\ &P_{\text{к.э12макс}} = I_{\text{к12 макс}} \times\\ &\times (U_{\text{вх1 макс.н}} - U_{\text{вых.мин}} -\\ &- I_{\text{н}} R_{\text{с}}/N - U_{\text{б11}}),\end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}97)$$

где $U_{\text{б11}}$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора $T_{11}$ (см. табл. 17-16).

По данным формулы (17-97) выбираем второй транзистор составного транзистора $T_{12}$ (см. рис. 17-48). При необходимости рассчитываем теплоотвод по формуле (17-91), считая $N=1$. Если теплоотвод не требуется, то находим максимальную температуру $p$-$n$ перехода транзистора $T_{12}$ по формуле

$$T_{\text{п12 макс}} = T_{\text{с.макс}} + P_{\text{к.э12макс}} R_{t12}, \quad (17\text{-}98)$$

где $R_{t12}$ — тепловое сопротивление переход — среда транзистора $T_{12}$ (см. табл. 17-15).

По формуле (17-92) находим $I_{\text{к012макс}}$ и определяем ток смещения транзистора $T_{13}$

$$I_{13} \geqslant (1 \div 1{,}5)\, I_{\text{к012 макс}}. \quad (17\text{-}99)$$

Находим сопротивление резистора

$$R_{13} = U_{\text{вых.мин}}/I_{13}. \quad (17\text{-}100)$$

Находим максимальный ток, напряжение и мощность рассеяния транзистора $T_{13}$ (см. рис. 17-48):

$$\left.\begin{aligned} &I_{\text{к13макс}} = I_{\text{к12макс}}/B_{12} + I_{13};\\ &U_{\text{к.э13макс}} = U_{\text{к.э12 макс}} - U_{\text{б12}};\\ &P_{\text{к.э13 макс}} = I_{\text{к13 макс}} \times\\ &\times (U_{\text{вх1макс.н}} - U_{\text{вых.мин}} -\\ &- I_{\text{н}} R_{\text{с}}/N - U_{\text{б11}} - U_{\text{б12}}),\end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}101)$$

где $U_{\text{б12}}$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора $T_{12}$, и выбираем транзистор $T_{13}$, учитывая требования к $B_{13}$ и исходя из условия, чтобы

$$\frac{I_{\text{к011 макс}}}{B_{12} B_{13}} + \frac{I_{\text{к012 макс}}}{B_{13}} + I_{\text{к013 макс}} \leqslant 250 \text{ мка}; \quad (17\text{-}102)$$

$$\frac{I_{\text{к13 макс}}}{B_{13}} \leqslant 250 \text{ мка}.$$

Величину $I_{\text{к013макс}}$ находим по формуле (17-92) с учетом данных табл. 17-15 для температуры $T_{\text{п13макс}}$, определяемой по формуле (17-98).

В стабилизаторах с большими значениями $U_{\text{вых}}$ для уменьшения $U_{\text{к.э13макс}}$ и $P_{\text{к.э13макс}}$ можно коллектор транзистор $T_{13}$ питать от других источников (например, напряжением $U_{\text{вх2}}$, рис. 17-51), включая последовательно с коллектором защитный резистор $R_3$ с небольшим сопротивлением, на котором обычно гасится несколько вольт с расчетом, чтобы $U_{\text{к.э13макс}}$ оставалось не меньше 3—4 *в* (для германиевых транзисторов). Для этого случая

$$R_3 = \frac{U_{\text{вх2}/2} - U_{\text{к.э13 макс}}}{I_{\text{к13 макс}}}, \quad (17\text{-}103)$$

где $U_{\text{к.э13макс}} = 3 \div 4$ *в*.

Небольшое сопротивление $R_3$ (50—100 *ом*) целесообразно включать в коллектор $T_{13}$ в любом случае в целях защиты.

Определяем средние токи коллектора транзисторов $T_{11}$, $T_{12}$ и $T_{13}$:

$$\left.\begin{aligned} &I'_{\text{к11}} = (I_{\text{н}} + I_{\text{н.мин}})/2N;\\ &I_{\text{к12}} = I'_{\text{к11}} N/B_{11} + I_{12};\\ &I_{\text{к13}} = I_{\text{к12}}/B_{12} + I_{13}\end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}104)$$

($I'_{\text{к11}}$ — ток одного из параллельно включенных транзисторов).

Для этих токов находим из справочников параметры транзисторов $T_{11}$, $T_{12}$, $T_{13}$ и т. д.:

коэффициент усиления по току $\beta = \Delta i_{\text{к}}/\Delta i_{\text{б}}$ при $U_{\text{к}} = \text{const}$;

сопротивление коллектора $r_{\text{к}} = \Delta U_{\text{к}}/\Delta i_{\text{б}}$ при $i_{\text{э}} = \text{const}$;

входное сопротивление

$$r_{\text{вх}} = r_{\text{э}} + r_{\text{б}}(1 - \alpha) = \frac{\Delta U_{\text{б}}}{\Delta i_{\text{э}}}$$

при $U_{\text{к}} = \text{const}$.

Для системы $h$-параметров:

$$\alpha = h_{21\text{б}}; \quad \beta = \frac{h_{21\text{б}}}{1 - h_{21\text{б}}};$$

$$r_{\text{к}} = \frac{1}{h_{22\text{б}}}; \quad r_{\text{вх}} = h_{11\text{б}}.$$

Определяем параметры составного транзистора:

$$\left.\begin{aligned} &\text{двухкаскадный}\\ &\beta_1 = \beta_{11}\beta_{12};\\ &r_{\text{к1}} = 1\Big/\left(\frac{1}{r_{\text{к12}}} + \frac{1}{r_{\text{к12}}\beta_{12}}\right);\\ &r_{\text{вх1}} = r_{\text{вх11}} + \frac{r_{\text{вх12}}}{\beta_{11}};\\ &\text{трехкаскадный}\\ &\beta_1 = \beta_{11}\beta_{12}\beta_{13};\\ &r_{\text{к1}} = 1\Big/\left(\frac{1}{r_{\text{к13}}} + \frac{1}{r_{\text{к12}}\beta_{13}} + \right.\\ &\left. + \frac{1}{r_{\text{к11}}\beta_{12}\beta_{13}}\right);\\ &r_{\text{вх1}} = r_{\text{вх11}} + \frac{r_{\text{вх12}}}{\beta_{11}} + \frac{r_{\text{вх13}}}{\beta_{11}\beta_{12}}.\end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}105)$$

Таблица 17-16

**Ориентировочные параметры основных транзисторов (при 20° С)**

| Тип транзистора | $I_к$, *а* | $U_б$, *в* | $I_б$, *ма* | $r_{вх}$, *ом* | β | $r_к$, *ком* |
|---|---|---|---|---|---|---|
| П209, П210 | 1 | 0,3—0,4 | 10—30 | 0,2—0,4 | 25—100 | 2—5 |
| | 2 | 0,4—0,5 | 30—100 | 0,15—0,3 | 15—70 | 1—2 |
| | 5 | 0,5—0,6 | 100—400 | 0,1—0,2 | 10—50 | 0,5—1,5 |
| П4, П216, П217 | 0,1 | 0,2—0,3 | 1—5 | 0,7—2 | 30—100 | 10—30 |
| П201—П203 | 0,5 | 0,3—0,4 | 7—40 | 0,3—0,6 | 20—70 | 5—10 |
| П214, П215 | 1 | 0,4—0,5 | 20—100 | 0,25—0,5 | 15—60 | 2—5 |
| 1Т403 | 0,01 | 0,15—0,2 | 0,1—0,3 | 2,5—5 | 20—100 | 50—200 |
| | 0,05 | 0,2—0,15 | 0,5—1,5 | 1,5—2,5 | 15—70 | 15—50 |
| | 0,1 | 0,25—0,35 | 1,5—5 | 1—2 | 10—50 | 10—30 |
| МП25, МП26 } | 0,001 | 0,1—0,15 | 0,01—0,05 | 40—50 | 30—150 | 700—2000 |
| МП13—МП16 } | 0,005 | 0,15—0,25 | 0,05—0,3 | 7—13 | 20—100 | 200—600 |
| | 0,01 | 0,2—0,3 | 0,1—0,7 | 4—7 | 15—80 | 100—300 |

Ориентировочные значения параметров основных германиевых транзисторов приведены в табл. 17-16.

При использовании составного транзистора более высоких порядков (например, четырехкаскадного) можно находить параметры тройного составного транзистора из $T_{11}$, $T_{12}$ и $T_{13}$ по формулам (17-105), а далее рассчитать параметры двойного составного транзистора, состоящего из тройного составного и четвертого транзистора $T_{14}$. При параллельном включении мощных регулирующих транзисторов за $\beta_{11}$ принимается β одного из параллельно включенных транзисторов, за $r_{вх11}$ и $r_{к11}$ берется $r_{вх}$ и $r_к$ параллельно включенных транзисторов, деленное на $N$, где $r_{вх}$ должно учитывать последовательно включенное симметрирующее сопротивление. На этом расчет составного регулирующего транзистора заканчивается.

### Расчет последовательного регулирующего элемента с шунтом

Производим расчет элементов выпрямителя для схемы без шунта по формулам (17-74)—(17-87), исходя из соображений, рассмотренных в предыдущем разделе.

Задаемся минимальным током коллектора мощного регулирующего транзистора $I_{к11мин}$ в соответствии с данными, приведенными в табл. 17-17.

Таблица 17-17

**Минимально допустимые коллекторные токи некоторых транзисторов**

| Тип транзистора | П209, П210 | П4, П217 | П201—П203 П214, П215 |
|---|---|---|---|
| $I_{к\,11\,мин}$, *а* | 0,1 | 0,05 | 0,025 |

Убеждаемся, что $I_{н.мин} > I'_{к11мин}N$, и определяем сопротивление шунта

$$R_ш = \frac{U_{к.э11макс}}{I_{н.мин} - I_{к11мин}N},$$

где $U_{к.э11макс}$ определяется по формуле (17-88).

Определяем относительное изменение входного напряжения μ, при котором на регулирующем транзисторе рассеивается максимальная мощность,

$$\mu = \frac{I_н(R_ш + 2R_{в1})}{2U_{вх1}} - \left(1 - \frac{U_{вых}}{U_{вх1}}\right).$$

Если абсолютная величина μ больше $(1 - a_{мин})$ и $(a_{макс} - 1)$, то $P_{к.э11макс}$ находим по формуле

$$P_{к.э11макс} = \left(I_н - \frac{U}{R_ш}\right)U,$$

где $U = U_{вх1}(1 + \mu') - U_{вых.мин} - I_{вх}R_{в1}$;

$$\mu' = -(1 - a_{мин}) \text{ при } \mu < 0 \text{ и}$$

$$\mu' = (a_{макс} - 1) \text{ при } \mu > 0.$$

Если абсолютная величина μ меньше $(1 - a_{мин})$ и $(a_{макс} - 1)$, то находим $P_{к.э11макс}$ по формуле

$$P_{к.э11\,макс} = \frac{I_н^2 R_ш}{2},$$

Находим максимальный ток коллектора регулирующего транзистора

$$I_{к11макс} = I_н - \frac{U_{вх1}a_{мин} - \ldots}{R_ш} \ldots \rightarrow$$

$$\leftarrow \ldots \frac{-U_{вых.макс} - I_{вх1}R_{в1}}{R_ш}.$$

Далее производим расчет составного регулирующего транзистора по формулам (17-91)—(17-105).

### Расчет параллельного регулирующего элемента

Задаемся минимальным током коллектора $I_{к11мин}$ мощного регулирующего транзистора (табл. 17-17) и находим оптимальный ток коллектора

$$I_{к11опт} = \frac{I_н\sqrt{1 - A_{мин}} + I'_{к11\,мин}N}{1 - \sqrt{1 - A_{мин}}}.$$

Задаемся номинальным током коллектора регулирующего транзистора

$$I_{к11} \approx 0{,}8 I_{к11опт}$$

и находим коэффициент

$$\Gamma = \frac{I_{к11} - I'_{к11мин} N + (I_н + I_{к11})\left(\frac{U_{вых\,макс}}{U_{вых}} - 1\right)}{I_{к11} - I'_{к11\,мин} N - (I - A_{мин})(I_н + I_{к11})}.$$

Находим номинальное и максимальное средние значения напряжения выпрямителя в режиме холостого хода:

$$U_{вх1} = U_{вых}\Gamma;$$

$$U_{вх1\,макс} = U_{вых}\Gamma a_{макс}.$$

Находим сопротивление $R'_г$, являющееся суммой гасящего сопротивления $R_г$ и внутреннего сопротивления $R_{в1}$,

$$R'_г = \frac{U_{вых}(\Gamma - 1)}{I_н + I_{к11}}.$$

Находим номинальный и максимальный токи выпрямителя

$$I_{вх1н} = \frac{U_{вх1} - U_{вых}}{R'_г};$$

$$I_{вх1} = \frac{U_{вх1\,макс} - U_{вых.мин}}{R'_г}.$$

Находим номинальную и максимальную мощности потребления выпрямителя:

$$P = U_{вх1} I_{вх1н};$$

$$P_{макс} = U_{вх1макс} I_{вх1},$$

которая, как и ранее, не включает потери холостого хода трансформатора и потери в дополнительных цепях.

Находим номинальную и минимальную выходные мощности стабилизатора:

$$P_{вых} = U_{вых} I_н;$$

$$P_{вых.мин} = U_{вых.мин} I_н.$$

По формулам (17-86), (17-87) определяем номинальный и минимальный к. п. д. стабилизатора (с выпрямителем) и максимальную мощность потерь в стабилизаторе (с выпрямителем).

Для расчета выпрямителя и теплового режима стабилизатора используем величины, приведенные на стр. 368. После расчета выпрямителя и определения внутреннего сопротивления выпрямителя $R_{в1}$ находим величину гасящего сопротивления

$$R_г = R'_г - R_{в1}.$$

Находим максимальный ток регулирующего транзистора

$$I_{к11макс} = I_{вх1} - I_{н.мин}.$$

Находим относительное изменение выходного напряжения, при котором на регулирующем транзисторе рассеивается максимальная мощность

$$\mu_р = \frac{U_{вх1макс}}{2U_{вых}} - 1.$$

Если $\mu_р$ имеет положительный знак и

$$\mu_р > \left(\frac{U_{вых.макс}}{U_{вых}} - 1\right)$$

или если $\mu_р$ имеет отрицательный знак и

$$|\mu_р| > \left(1 - \frac{U_{вых}}{U_{вых.мин}}\right),$$

то максимальную мощность рассеяния $P_{к.э11макс}$ находим по формуле

$$P_{к.э11макс} = \frac{\left[U_{вх1макс} - U_{вых}\left(1 + \mu'_р\right)\right] U_{вых}\left(1 + \mu'_р\right)}{R'_г},$$

где

$$\mu'_р = \frac{U_{вых.макс}}{U_{вых}} - 1$$

при положительном $\mu_р$;

$$\mu'_р = 1 - \frac{U_{вых.мин}}{U_{вых}}$$

при отрицательном $\mu_р$.

Если $|\mu_р| < \left\{\begin{matrix} U_{вых.макс}/U_{вых} - 1 \\ 1 - U_{вых.мин}/U_{вых} \end{matrix}\right\}$, то $P_{к.э11макс}$ находим по формуле

$$P_{к.э11\,макс} = \frac{U^2_{вх1макс}}{4R'_г}.$$

Находим максимальное напряжение коллектора регулирующего транзистора

$$U_{к\,э11макс} = U_{вых.макс}.$$

Производим расчет составного регулирующего транзистора по формулам (17-91)—(17-105), причем для питания сопротивлений смещения ($R_{12}$, $R_{13}$, рис. 17-48) используем дополнительный источник, минус которого соединяется с плюсом $U_{вх1}$.

## Расчет элементов схемы сравнения и усилителя постоянного тока

Выбираем тип схемы сравнения (рис. 17-49, 17-50), работающей одновременно в качестве однокаскадного усилителя постоянного тока, учитывая принцип действия схем и дополнительные данные, приведенные в табл. 17-18.

Выбираем тип источника опорного напряжения (кремниевые стабилитроны Д808, Д814А, термокомпенсированный стабили-

Таблица 17-18

**Сравнительные данные схем сравнения**

| Тип схемы сравнения (см. рис.) | Соотношение напряжений $U_{вых}$ и $U_{оп}$ | Использование при термокомпенсированном источнике напряжения $U_{оп}$ | Стабильность при стабилизированном напряжении $U_{вх2}$ | Количество транзисторов схемы сравнения | Необходим ли источник напряжения $U_{вх3}$ | Максимальное напряжение коллектора |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 17-49, *а* | $U_{вых} > U_{оп}$ | Нецелесообразно | Высокая | 1 | Нет | $U_{вых.макс} - U_{оп.мин}$ |
| 17-50, *а* | $U_{вых} > U_{оп}$ | Целесообразно | Высокая | 2 | Нет | $U_{вых.макс} - U_{оп.мин}$ |
| 17-50, *б* | $U_{вых} > U_{оп}$ | Целесообразно | Высокая | 2 | Нет | $U_{оп.макс}$ |
| 17-49, *б* | $U_{вых} \approx U_{оп}$ | Нецелесообразно | Невысокая (определяется стабильностью $U_{сп}$) | 1 | Да | $U_{вых.макс}$ |
| 17-50, *в* | $U_{вых} \approx U_{оп}$ | Целесообразно | Невысокая | 2 | Нет | $U_{б1}$ |
| 17-49, *в* | $U_{вых} < U_{оп}$ | Нецелесообразно | Невысокая | 1 | Да | $U_{вых.макс}$ |
| 17-50, *г* | $U_{вых} < U_{оп}$ | Целесообразно | Невысокая | 2 | Нет | $U_{б1}$ |
| 17-50, *д* | $U_{вых} < U_{оп}$ | Целесообразно | Невысокая | 2 | Нет | $\left(U_{вых.макс} - U_{оп.мин}\right)\frac{R'_{д1}}{R'_{д}}$ |

трон Д818 и т. д.). Задаемся минимальным током стабилитронов $I_{ст.мин}$ (для Д808, Д814А — 5 *ма*, для Д818 — 10 *ма*). Определяем из справочников максимальное дифференциальное (динамическое) сопротивление $R_д$, которое у стабилитронов Д808, Д814А должно дополнительно учитывать эффект изменения напряжения из-за изменения мощности, рассеиваемой стабилитроном [Л. 10]; определяем минимальное $U_{оп.мин}$ и максимальное $U_{оп.макс}$ напряжение стабилизации. Находим номинальное значение

$$U_{оп} = (U_{оп.мин} + U_{оп.макс})/2.$$

При выборе схем сравнения, в которых возможно последовательное соединение стабилитронов, значения $U_{оп}$ и $R_д$ соответственно увеличиваются. При применении *p-n* переходов, включаемых последовательно со стабилитронами в целях термокомпенсации, должно учитываться прямое напряжение и дифференциальное сопротивление этих элементов.

Задаемся током коллектора транзисторов $T_2$ и $T'_2$ в схеме сравнения $I_{к2}, I'_{к2}$ (2—3 *ма*). Для дифференциальной схемы сравнения принимаем, что в нормальном режиме

$$I_{к2} \approx I'_{к2},$$

этим достигается одинаковый температурный коэффициент напряжения базы транзисторов $T_2$ и $T'_2$.

Определяем по табл. 17-18 максимальное напряжение коллектора и находим максимальную мощность рассеяния транзисторов $T_2$, $T'_2$.

Выбираем транзисторы $T_2$, $T'_2$ (МП13—МП16, МП8—МП10, МП104—МП106, МП101—МП103) и находим из справочников минимальные коэффициенты усиления $\beta_2$, $\beta'_2$.

Определяем входное сопротивление транзисторов

$$r_{вх2} \approx r'_{вх2} \approx \frac{1\,000}{25 I_{к2}}, \qquad (17\text{-}106)$$

где $r_{вх2}$ выражено в омах, $I_{к2}$ — в миллиамперах.

Находим по формуле (17-98) максимальную температуру *p-n* перехода транзисторов $T_2$ и $T'_2$ и по формуле (17-92) или из спра-

вочников определяем максимальный нулевой ток коллектора этих транзисторов.

Для схем на рис. 17-49, *а*, 17-50, *а* и *б* определяем суммарное сопротивление делителя цепи обратной связи $R_д$ из условий:

$$R_д \leqslant \frac{(r_{вх2}+r)\beta_2}{2(1-n)n}; \qquad (17\text{-}107)$$

$$R_д \leqslant \frac{\Delta U_{вых}}{I_{к02макс}(1-n)}, \qquad (17\text{-}108)$$

где $r$ — есть соответственно $R_д'$ для схемы на рис. 17-49, *а* и $r'_{вх2}$ для схем на рис. 17-50, *а* и *б*;

$n$ — коэффициент обратной связи, равный $U_{оп}/U_{вых}$;

$\Delta U_{вых}$ — допустимое изменение выходного напряжения за счет протекания $I_{к02макс}$ по сопротивлению делителя; $\Delta U_{вых}$ обычно выбирается в несколько раз меньше, чем допустимая температурная нестабильность стабилизатора.

Вводим в делитель резистор $R_{д.пер}$ (рис. 17-51) и определяем для схем на рис. 17-49, *а*, 17-50, *а* и *б* сопротивления делителя:

$$\left.\begin{aligned} R_{д1} &= R_д\left(1-\frac{U_{оп.макс}}{U_{вых.мин}}\right);\\ R_{д2} &= R_д\frac{U_{оп.мин}}{U_{вых.макс}};\\ R_{д.пер} &= R_д - R_{д1} - R_{д2}. \end{aligned}\right\} \qquad (17\text{-}109)$$

Находим для схем на рис. 17-49, *б*, *в* и 17-50, *в*, *г* суммарное сопротивление делителя, исходя из компромиссных условий:

$$\left.\begin{aligned} R_д &\leqslant \frac{(r_{вх2}+r)\beta}{2(1-n)n};\\ R_д &\leqslant \frac{\Delta U_{вых}}{I_{к02\,макс}(1-n)n'};\\ \frac{U_{оп}+U}{R_д} &\leqslant 5 \div 10\,ма, \end{aligned}\right\} \qquad (17\text{-}110)$$

где для схем на рис. 17-49, *б* и 17-50, *в* $n=U_{оп}/(U_{оп}+U_{вых})$; $n'=1$; $U=0$;

для схем на рис. 17-49, *в* и 17-50, *г* $n=(U_{оп}-U_{вых})/U_{оп}$; $n'=n$; $U=U_{вых}$;

для схем на рис. 17-49, *б*, *в* $r=0$, $\beta=\beta_2$;

для схем на рис. 17-50, *в*, *г*, $r=r'_{вх2}$; $\beta=\beta'_2$.

Находим сопротивления делителя. Для схем на рис. 17-49, *б* и 17-50, *в*

$$R_{д1} = R_д\frac{U_{вых\,мин}}{U_{вых.мин}+U_{оп.макс}};$$

$$R_{д2} = R_д\frac{U_{оп.мин}-U_{вых.макс}}{U_{оп.мин}};$$

$$R_{д.пер} = R_д - R_{д1} - R_{д2}.$$

Для схем на рис 17-49, *в* и 17-50, *г*

$$R_{д1} = R_д\frac{U_{вых\,мин}}{U_{оп\,макс}};$$

$$R_{д2} = R_д\frac{U_{оп\,мин}-U_{вых\,макс}}{U_{оп.мин}};$$

$$R_{д.пер} = R_д - R_{д1} - R_{д2}.$$

Находим для схемы на рис. 17-50, *д* суммарное сопротивление левого делителя ($R'_д = R'_{д1} + R'_{д2}$) по формулам (17-110) при

$$r = r'_{вх2};\ \beta=\beta'_2;\ n=n';$$

$$U=0;\ I_{к02макс} = I'_{к02макс};$$

$$n' = \frac{R'_{д1}}{R'_д} = \frac{U_{вых\,мин}-1}{U_{оп.макс}},$$

где $U_{вых\,мин}$ и $U_{оп\,макс}$ выражены в вольтах.

Находим для схемы на рис. 17-50, *д*

$$R'_{д1} = R'_д n'$$

и

$$R'_{д2} = R'_д - R'_{д1},$$

а также задаемся теми же значениями $\Delta U_{вых}$, что и при определении $R'_д$, и определяем суммарное сопротивление правого делителя $R_д$ по формуле (17-108), чем достигается компенсация температурного изменения токов $I_{к0.макс}$ транзисторов $T_2$ и $T'_2$ (при условии примерного равенства максимальных температур их *p-n* переходов). В формулу (17-108) подставляем $n=U_{оп}R'_{д1}/U_{вых}R'_д$.

Определяем сопротивления правого делителя схемы (рис. 17-50, *д*) по формулам (17-109), в которые вместо $U_{оп}$ подставляем $U_{оп}R'_{д1}/R'_д$.

Для схем на рис. 17-49 и 17-50 задаемся сопротивлением нагрузки УПТ ($R_у \approx 5 \div 10$ *ком*) и находим для этих схем необходимую величину напряжения $U_{вх2}$

$$U_{вх2} \approx I_{к2}R_у. \qquad (17\text{-}111)$$

По напряжению $U_{вх2}$ и току $I_{к2}$ рассчитываем для соответствующих схем выпрямитель источника $U_{вх2}$.

Находим для всех схем на рис. 17-49 и 17-50 коэффициенты стабилизации $K_{ст1}$ и $K_{ст2}$ при изменении напряжения $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ (без учета изменения опорного напряжения в схемах, рис. 17-50, *в*, *г*, *д*) и выходное сопротивление $R_{вых}$:

$$\left.\begin{aligned} K_{ст1} &= \frac{r_{к1}K_с}{r_{вх2}A}\cdot\frac{U_{вых}}{U_{вх1}};\\ K_{ст2} &= \frac{R_у K_с}{r_{вх2}A}\,\frac{U_{вых}}{U_{вх2}};\\ R_{вых} &= \frac{r_{вх2}A}{K_с}\left(\frac{r_{вх1}}{R_у}+\frac{1}{\beta_1}+\frac{R_{в1}}{r_{к1}}\right), \end{aligned}\right\} \qquad (17\text{-}112)$$

где $K_c = n$ для схем на рис. 17-49, *а, б* и 17-50, *а, б, в, д*;

$K_c = 1$ для схем на рис. 17-49, *в* и 17-50, *г*.

$$\left.\begin{aligned} &A = 1 + \frac{R_\partial + R_д(1-n)\,n/\beta_2}{r_{вх2}} \\ &\text{для схемы на рис. 17-49,}\,а; \\ &A = 1 + \frac{r_{вх2} + R_д\,(1-n)\,n/\beta_2}{r_{вх2}} \\ &\text{для схем на рис. 17-50,}\,а, б, в, г; \\ &A = 1 + \frac{R_д\,(1-n)\,n}{r_{вх2}\,\beta_2} \\ &\text{для схем на рис. 17-49,}\,б\text{ и }в; \\ &A = 2 + \frac{R'_д(1-n')n' + R_д(1-n)\,n}{r_{вх2}\,\beta_2} \\ &\text{для схемы на рис. 17-50,}\,д. \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}113)$$

В формулах (17-113) принято $r_{вх2} = r'_{вх2}$; $\beta_2 = \beta'_2$. (При параллельном соединении регулирующих транзисторов $r_{вх1}$ должно учитывать симметрирующие сопротивления, если плюс $U_{вх2}$ соединен непосредственно с минусом $U_{вых}$, и не должно учитывать, если плюс $U_{вх2}$ соединен с общей точкой эмиттера одного из параллельных транзисторов и симметрирующего сопротивления.)

Находим суммарный коэффициент стабилизации при изменении напряжения сети (для схем на рис. 17-49, *а* и 17-50, *а, б*)

$$K_{ст} = 1/(1/K_{ст1} + 1/K_{ст2}) \quad (17\text{-}114)$$

и убеждаемся, что $K_{ст}$ и $R_{вых}$ удовлетворяют заданным требованиям. Для этих же схем находим сопротивление $R_{г1}$

$$R_{г1} = \frac{U_{вых.мин} - U_{оп.макс}}{I}, \quad (17\text{-}115)$$

где $I = I_{ст.мин} - I_{к2}$ для схемы на рис. 17-49, *а* и $I = I_{ст.мин}$ для схем на рис. 17-50, *а, б*;

$I_{ст.мин}$ — минимально допустимый ток опорного стабилитрона.

Находим максимальный ток опорного стабилитрона

$$I_{ст.макс} = \frac{U_{вых.макс} - U_{оп.мин}}{R_{г1}} - I', \quad (17\text{-}116)$$

где $I' = I_{к2}$ для схемы на рис. 17-49, *а* и $I' = 0$ для схем на рис. 17-50, *а, б*, и убеждаемся, что он не превосходит допустимого значения.

Обычно для схем на рис. 17-49, *а* и 17-50, *а, б* $K_{ст1} \gg K_{ст2}$, а

$$K_{ст} \approx K_{ст2}. \quad (17\text{-}117)$$

Если $K_{ст2}$ оказывается меньше заданного значения, то дополнительно стабилизируем источник $U_{вх2}$ при помощи параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах. Для этого случая:

а) Выбираем стабилитроны с напряжением стабилизации, близким к найденному по формуле (17-111) значению $U_{вх2}$.

б) Выбираем напряжение питания $U'_{вх2}$ (рис. 17-51) в 2,5—3 раза больше $U_{вх2}$.

в) Находим гасящее сопротивление $R_{г2}$ и максимальный ток стабилитронов параметрического стабилизатора:

$$\left.\begin{aligned} R_{г2} &= \frac{U'_{вх2}\,A_{мин2} - U_{ст.макс}}{I_{ст.мин} + I_{к2}}; \\ I_{ст.макс} &= \frac{U'_{вх2}\,a_{макс} - U_{ст.мин}}{R_{г2}} - I_{к2}, \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}118)$$

где $U_{ст.макс}$ и $U_{ст.мин}$ — максимальное и минимальное возможные напряжения стабилитрона (или стабилитронов) параметрического стабилизатора;

$$A_{мин2} = a_{мин} - a_{п2},$$

где $a_{п2}$ — относительная амплитуда пульсаций напряжения $U'_{вх2}$.

г) Находим коэффициент стабилизации при изменении напряжения $U'_{вх2}$

$$K'_{ст2} = \frac{R_{г2}}{R_{\partial 2}}\,\frac{K_c R_у}{r_{вх2}\,A}\,\frac{U_{вых}}{U'_{вх2}}, \quad (17\text{-}119)$$

где $K_c$ — определяется так же, как в формуле (17-112);

$R_{\partial 2}$ — дифференциальное сопротивление стабилитронов параметрического стабилизатора.

Находим для схем на рис. 17-49, *а* и 17-50, *а, б* относительную (в процентах) амплитуду пульсаций на выходе стабилизатора

$$a_{п.вых} \approx (a_{п1}/K_{ст1} + a_{п2}/K_{ст2})\,100. \quad (17\text{-}120)$$

При дополнительной стабилизации напряжения $U_{вх2}$ подставляем $K'_{ст2}$ вместо $K_{ст2}$.

Производим расчет стабилизатора опорного напряжения для схем на рис. 17-49 *в, г* и 17-50, *в, г, д*.

а) Задаемся напряжением

$$U_{вх3} \approx (3 \div 4)\,U_{оп.макс},$$

относительной амплитудой пульсаций $a_{п3}$ источника $U_{вх3}$. Для схем на рис. 17-50, *в, г, д* $U_{вх2}$ то же, что и $U_{вх3}$.

б) Находим гасящее сопротивление

$$R_{г3} = \frac{U_{вх3}\,A_{мин3} + U - U_{оп.макс}}{I_{ст.мин} + I}, \quad (17\text{-}121)$$

где $U = 0$ для схем на рис. 17-49, *б, в* и 17-50, *в* и $U = U_{вых.мин}$ для схем на рис. 17-50, *г, д*;

$$I = \frac{U_{оп.макс} + U_{вых.макс}}{R_д} + I'_{к2}$$

для схем рис. 17-49, *б* и 17-50, *в* (для схемы на рис. 17-49, *б* $I'_{к2}=0$);

$$I = \frac{U_{оп.макс}}{R_д} + I'_{к2}$$

для схем рис. 17-49, *в* и 17-50, *г*, *д* (для схемы на рис. 17-49, *в* $I'_{к2}=0$, для схемы на рис. 17-50, *д* вместо $R_д$ должно стоять $R'_д$).

в) Находим максимальный ток опорных стабилитронов

$$I_{ст.макс} = \frac{U_{вх3}\, a_{макс} + U' - U_{оп.мин}}{R_{г3}} - I', \quad (17\text{-}122)$$

где $U'=0$ для схем на рис. 17-49, *б*, *в* и 17-50, *в* и $U_{вых.макс}$ для схем на рис. 17-50, *г*, *д*;

$$I' = \frac{U_{оп\ мин} + U_{вых.мин}}{R_д} + I'_{к2}$$

для схем на рис. 17-49, *б* и 17-50, *в* (для схемы на рис. 17-49, *б* $I'_{к2}=0$);

$$I' = \frac{U_{оп.мин}}{R_д} + I'_{к2}$$

для схем рис. 17-49, *в* и 17-50, *г*, *д* (для схемы на рис. 17-49, *в* $I'_{к2}=0$, для схемы на рис. 17-50, *д* вместо $R_д$ должно стоять $R'_д$).

Ток $I_{ст.макс}$ не должен превосходить допустимого значения.

г) Находим коэффициент стабилизации $K_{ст3}$ опорного напряжения

$$K_{ст3} = \frac{R_{г3}}{R_{д3}} \frac{U_{оп}}{U_{вх3}}. \quad (17\text{-}123)$$

д) Находим суммарный коэффициент стабилизации

$$K_{ст} = \frac{1}{1/K_{ст1} + 1/K_{ст2} + 1/K_{ст3}}. \quad (17\text{-}124)$$

Обычно в схемах с последовательным регулирующим транзистором

$$K_{ст1} \gg K_{ст2};\ K_{ст1} \gg K_{ст3}$$

и

$$K_{ст} \approx \frac{1}{1/K_{ст2} + 1/K_{ст3}}.$$

Если полученная величина $K_{ст}$ меньше заданной, то для получения опорного напряжения используем двухкаскадный параметрический стабилизатор, для чего:

е) Выбираем напряжение $U_{вх3} \approx 2U_{оп}$, используя два последовательно включенных стабилитрона. При этом сопротивление $R_{г3}$ находят по формуле (17-121), где вместо $U_{вх3}\, A_{мин3}$ подставим $2U_{оп.мин}$.

ж) Выбираем напряжение питания первого каскада стабилизации

$$U'_{вх3} \approx (2{,}5 \div 3) U_{вх3}$$

и находим сопротивление резистора

$$R_{г4} = \frac{U'_{вх3} A'_{мин3} - 2U_{оп.макс}}{I_{ст.мин} + I_{к2} + (2U_{оп.макс} - U_{оп.мин})/R_{г3}},$$

где $I_{ст.мин}$ — минимальный ток стабилитронов первого каскада параметрического стабилизатора;

$$A'_{мин3} = a_{мин} + a'_{п3}.$$

Для схем на рис. 17-50, *в*, *г* имеется в виду, что коллектор транзистора $T_2$ питается от стабильного опорного напряжения.

з) Определяем максимальный ток стабилитронов 1-го каскада параметрического стабилизатора

$$I_{ст\ макс} = \frac{U'_{вх3}\, a_{макс} - 2U_{оп.мин}}{R_{г4}} - I - I_{к2},$$

где $I_{к2}=0$ для схем на рис. 17-49, *б*, *в*;

$$I = \frac{2U_{оп.мин} - U_{оп.макс}}{R_{г3}}.$$

и) Находим коэффициент стабилизации опорного напряжения

$$K'_{ст3} = \frac{R_{г4}}{R_{д4}} \frac{R_{г3}}{R_{д3}} \frac{U_{оп}}{U'_{вх3}},$$

где $R_{д4}$ — дифференциальное сопротивление стабилитронов 1-го каскада параметрического стабилизатора.

к) Находим относительную амплитуду пульсаций

$$a_{п.вых} \approx a_{п2}/K_{ст2} + a_{п3}/K_{ст3}, \quad (17\text{-}125)$$

где $a_{п3}$ — относительная амплитуда пульсаций источника $U_{вх3}$.

При двойной стабилизации используем вместо $K_{ст3}$ коэффициент стабилизации $K'_{ст3}$.

л) Находим сопротивление нагрузки УПТ $R_у$ для схем на рис. 17-50, *в*, *г*, *д*, где $U_{вх2}$ выбирается из соображений, связанных со стабилизацией опорного напряжения $R_у \approx U_{вх2}/I_{к2}$.

Находим эмиттерное сопротивление $R_э$ дифференциальных схем сравнения (рис. 17-50)

$$R_э = U/(I_{к2} + I'_{к2}), \quad (17\text{-}126)$$

где

$$U = U_{оп};\ U = U_{вых} - U_{оп};\ U = U_{вых};$$
$$U = U_{вых};\ U = U_{оп} R'_{д1}/R'_д$$

для схем сравнения на рис. 17-50, *а*, *б*, *в*, *г*, *д* соответственно.

Учитывая разброс $U_{оп}$, регулировку $U_{вых}$ и тот факт, что ток коллектора транзистора, куда включено сопротивление $R_у$, постоянен, находим минимальный и максимальный ток коллектора транзистора $T'_2$,

для схем на рис. 17-50, *а, в, г, д* и $T_2$ для схемы на рис. 17-50, *б*:

$$I'_{к2мин} = \frac{U'}{R_э} - I_{к2}, \qquad (17\text{-}127)$$

где

$$U' = U_{оп.мин};\ U' = U_{вых.мин} - U_{оп.макс};$$
$$U' = U_{вых.мин};\ U' = U_{вых.мин};$$
$$U' = U_{оп.мин} R'_{д1}/R'_д$$

для схем на рис. 17-50, *а, б, в, г, д* соответственно;

$$I'_{к2макс} = \frac{U''}{R_э} - I_{к2}, \qquad (17\text{-}128)$$

где

$$U'' = U_{оп.макс};\ U'' = U_{вых.макс} - U_{оп.мин},$$
$$U'' = U_{вых.макс};\ U'' = U_{вых.макс};$$
$$U'' = U_{оп.макс} R'_{д1}/R'_д$$

для схем на рис. 17-50, *а, б, в, г, д* соответственно.

В формулах (17-127) и (17-128) для схемы на рис. 17-50, *б* вместо $I'_{к2мин}$; $I'_{к2макс}$ и $I_{к2}$ должно соответственно стоять $I_{к2мин}$; $I_{к2макс}$ и $I'_{к2}$. Токи $I_{к2мин}$ и $I'_{к2мин}$ должны быть больше 0,5—1 *ма*, а токи $I_{к2макс}$ и $I'_{к2макс}$ не должны превосходить допустимых значений.

При использовании регулирующего элемента с шунтом или параллельного регулирующего элемента определяем коэффициент стабилизации $K_{ст1}$ и $R_{вых}$ ($K_{ст2}$, $K_{ст3}$ определяются, как было рассмотрено). Для последовательного регулирующего элемента с шунтом

$$R_{вых} = \frac{(R_{в1}+R_ш)\, r_{вх2}\, A}{R_ш K_с}\left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{r_{вх1}}{R_у}\right);$$

$$K_{ст1} = \frac{K_с}{r_{вх2} A}\left[\left[\frac{1}{r_{к1}} + \frac{1}{R_ш}\left(\frac{1}{\beta_1} + \frac{r_{вх1}}{R_у}\right)\right]\right]$$

[значения членов те же, что и в формулах (17-112)].

Для параллельного регулирующего элемента $R_{вых}$ определяется по формулам (17-112) при $R_{в1} = 0$, а

$$K_{ст1} = \frac{R'_г}{R_{вых}}\,\frac{U_{вых}}{U_{вх1}}.$$

Суммарный коэффициент стабилизации и напряжение пульсаций для этих схем определяются по формулам (17-114), (17-120), (17-124), (17-125).

Определяем приближенную величину емкости выходного конденсатора $C_{вых}$ (рис. 17-51) стабилизатора по формуле

$$C_{вых} \geqslant \frac{0{,}23\,\beta_{11}}{R_{вых}\cdot 2\pi f_{\alpha\,11}}, \qquad (17\text{-}129)$$

где $f_{\alpha 11}$ — граничная частота усиления мощного транзистора $T_{11}$, входящего в составной регулирующий транзистор.

Так как на частотах выше 5—10 *кгц* емкость электролитических конденсаторов сильно зависит от частоты, то величину $C_{вых}$ необходимо уточнять экспериментально, исходя из условий устойчивости и требуемых частотных (переходных) характеристик стабилизаторов.

Для устойчивой работы схемы в диапазоне температур включаем между коллектором транзистора схемы сравнения и плюсом выходного напряжения конденсатор емкостью 0,1 *мкф*, величина которой уточняется экспериментально.

При использовании нескомпенсированных стабилитронов (Д808, Д814А) производим расчет температурной компенсации, для чего находим максимальное, номинальное и минимальное значения температурного коэффициента (*мв*/°С) одного опорного стабилитрона по формулам:

$$\left.\begin{aligned} \gamma_{оп.макс} &= 2{,}9+1{,}25\,(U_{оп.макс}-6); \\ \gamma_{оп} &= 2 + 1{,}25\,(U_{оп} - 6); \\ \gamma_{оп.мин} &= 1{,}75+1{,}25\,(U_{оп.мин}-6). \end{aligned}\right\} \qquad (17\text{-}130)$$

Для Д808, Д814А $U_{оп} = 7{,}75$ *в*; $U_{оп.макс} = 8{,}5$ *в*; $U_{оп.мин} = 7$ *в* и $\gamma_{оп.макс} \approx +6$ *мв*/°С; $\gamma_{оп} \approx +4{,}2$ *мв*/°С; $\gamma_{оп\,мин} \approx +3$ *мв*/°С.

При использовании схем сравнения с дифференциальными усилителями можно последовательно с одним опорным стабилитроном включать 2—3 диода или стабилитрона в прямом направлении, каждый из которых имеет температурный коэффициент $\gamma_{пр}$ порядка $\gamma_{пр} \approx -(1{,}5 \div 1{,}7)$ *мв*/°С. Если не учитывать прочие факторы (разброс температурных коэффициентов напряжения базы транзисторов $T_2$ и $T'_2$, влияние нулевого тока коллектора, влияние сопротивлений делителя), которые имеют второстепенное значение, то при применении трех термокомпенсирующих диодов разброс суммарного температурного коэффициента термокомпенсированного опорного напряжения будет соответственно лежать в пределах от +1,5 до —2,1 *мв*/°С. Если привести эти температурные коэффициенты к $U_{оп} \approx 10$ *в* (с учетом напряжения термокомпенсирующих диодов), то получим максимальный температурный коэффициент стабилизатора не более ±0,021 %/°С, что в диапазоне температур +20±30° С (—10 ÷ +50° С) дает изменение выходного напряжения ±0,63%. С учетом указанных второстепенных факторов и нелинейности температурных характеристик реальная температурная ошибка будет в пределах ±1%. Если требуется лучшая температурная стабильность, то необходимо применять специальную настройку температурного коэффициента, или термостатирование термочувствительных элементов.

Необходимо учесть, что при низких выходных напряжениях (меньше 1—2 *в*) из-за большого влияния второстепенных факторов, особенно нулевого тока коллектора, температурная стабильность ухудшается в 2—3 раза по сравнению с рассмотренной.

Для схемы сравнения (рис. 17-49, *а*) находим максимальный относительный (%/°С) температурный коэффициент стабилизатора без термокомпенсации по формуле

$$\alpha = \frac{\gamma_{оп.макс} + \gamma_{U б2 мин}}{10(U_{оп.макс} + U_{б2})}, \quad (17\text{-}131)$$

где $\gamma_{U\,б2\,мин}$ — минимальный температурный коэффициент напряжения базы, равный —1,9 *мв*/°С;

$U_{б2}$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора $T_2$.

Если $\alpha > \alpha_д$, то применяем термокомпенсацию. При использовании схемы на рис. 17-49, *а* можно термокомпенсирующие стабилитроны включать в верхнее плечо делителя (как на схеме рис. 17-53). При этом число термокомпенсирующих стабилитронов или диодов $N_д$ определяется из условия

$$N_д = -\frac{\gamma_{оп} + \gamma_{U б2}}{\gamma_{пр}\, n}, \quad (17\text{-}132)$$

где $\gamma_{U б2} \approx -2{,}2$ *мв*/°С есть температурный коэффициент напряжения базы транзистора $T_2$. Выбираем ближайшее целое число $N_д$; после этого, задаваясь, как и ранее, разбросом $\gamma_{оп}$, $\gamma_{пр}$, $\gamma_{U б2}$, а также учитывая разброс $U_{оп}$ и регулировку $U_{вых}$, можно найти максимальный разброс температурного коэффициента по формулам:

$$\left.\begin{aligned} \alpha_{макс} &= \frac{\gamma_{оп.макс} + \gamma_{U б2 мин}}{10(U_{оп.макс} + U_{б2})} + \\ &+ \frac{\gamma_{пр.мин} N_д}{10 U_{вых.макс}}; \\ \alpha_{мин} &= \frac{\gamma_{оп.мин} + \gamma_{U б2 макс}}{10(U_{оп.мин} + U_{б2})} + \\ &+ \frac{\gamma_{пр.макс} N_д}{10 U_{вых.мин}}, \end{aligned}\right\} \quad (17\text{-}133)$$

где

$$\gamma_{U\,б2\,макс} \approx -2{,}5\ мв/°С;\ \gamma_{U\,б2\,мин} \approx$$
$$\approx -1{,}9\ мв/°С;\ \gamma_{пр.макс} \approx -1{,}7\ мв/°С;$$
$$\gamma_{пр.мин} \approx -1{,}5\ мв/°С.$$

(В формулах $\gamma_{оп}$, $\gamma_{U б2}$, $\gamma_{пр}$ выражены в *мв*/°С, а $U_{оп}$, $U_{б2}$, $U_{вых}$ — в вольтах.)

В схеме на рис. 17-49, *а* при наличии одного опорного стабилитрона можно для термокомпенсации включить в прямом направлении последовательно с опорным стабилитроном один стабилитрон или диод. При этом, учитывая разбросы температурных коэффициентов отдельных элементов, температурный коэффициент стабилизатора будет в пределах +2,6 ÷ —1,2 *мв*/°С, т. е. менее 0,03%/°С.

При термокомпенсации схем на рис. 17-49, *б*, *в* нужно включать термокомпенсирующие *p-n* переходы последовательно с $R_{д1}$ или $R_{д2}$ (в зависимости от соотношений температурных коэффициентов и величин выходного и опорного напряжений). Условия термокомпенсации для этих схем при включении *p-n* переходов последовательно с $R_{д1}$ имеют вид:

Для схемы на рис. 17-49, *б*

$$\frac{\gamma_{оп}\left(\dfrac{U_{вых}}{U_{оп} + U_{вых}}\right) + \gamma_{U б2}}{U_{оп}/(U_{оп} + U_{вых})} + \gamma_{пр} N_д = 0.$$

Для схемы на рис. 17-49, *в*

$$\frac{\gamma_{оп}\dfrac{U_{вых}}{U_{оп}} + \gamma_{U б2}}{1 - \dfrac{U_{вых}}{U_{оп}}} + \gamma_{пр} N_д = 0.$$

При этом имеется в виду, что для схем на рис. 17-49, *б* и *в* соответственно

$$|\gamma_{оп}|\frac{U_{вых}}{U_{вых} + U_{оп}} > |\gamma_{U б2}|;$$

$$|\gamma_{оп}|\frac{U_{вых}}{U_{оп}} > |\gamma_{U б2}|.$$

Если это условие не соблюдается, то для термокомпенсации необходимо включать *p-n* переходы последовательно с $R_{д2}$. В этом случае условие термокомпенсации имеет вид:

Для схемы на рис. 17-49, *б*

$$\frac{\gamma_{оп}\dfrac{U_{вых}}{U_{вых} + U_{оп}} + \gamma_{U б2}}{U_{вых}/(U_{оп} + U_{вых})} - \gamma_{пр} N_д = 0;$$

Для схемы на рис. 17-49, *в*

$$\frac{\gamma_{оп}\dfrac{U_{вых}}{U_{оп}} + \gamma_{U б2}}{U_{вых}/U_{оп}} - \gamma_{пр} N_д = 0.$$

Более подробно термокомпенсация стабилизаторов рассмотрена в [Л. 10]. При термокомпенсации по схеме на рис. 17-53 необходимо при расчете $R_{д1}$, $R_{д.пер}$, $R_{д2}$ учесть дополнительное напряжение компенсирующих *p-n* переходов, для чего в формулах (17-109) необходимо в знаменателе вычесть из $U_{вых.мин}$ и $U_{вых.макс}$ величину прямого падения напряжения на термокомпенсирующих *p-n* переходах.

Производим ориентировочный расчет устойчивости стабилизатора с последовательным регулирующим элементом к коротким замыканиям:

а) Определяем максимальную мощность, рассеиваемую на мощных последовательных регулирующих транзисторах при коротком

замыкании в самых неблагоприятных условиях

$$P_{\text{пред}} = \frac{U^2_{\text{вх 1 макс}}}{4(R_{\text{в1}} + R_c/N)} \qquad (17\text{-}134)$$

и находим ток короткого замыкания при $P_{\text{пред}}$

$$I_{\text{к.з}} = \frac{U_{\text{вх 1 макс}}}{2(R_{\text{в1}} + R_c/N)}. \qquad (17\text{-}135)$$

б) Определяем допустимую длительность короткого замыкания по формуле

$$t_и \leqslant \frac{10^4 AS^2}{(P_{\text{пред}}/N)^2}, \qquad (17\text{-}136)$$

где $A = 1$ и $A = 50$ соответственно для германиевых и кремниевых транзисторов;

$S$ — площадь *p-n* перехода одного из параллельно включенных мощных регулирующих транзисторов, которую находим в справочниках или из приближенных данных табл. 17-15.

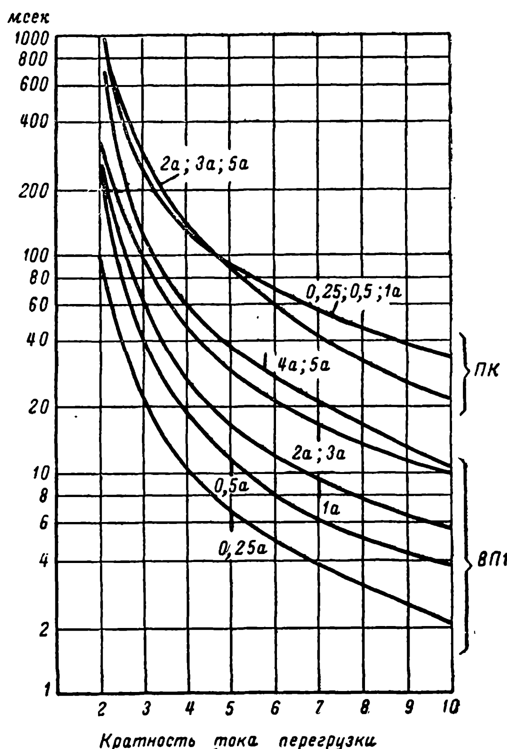



Рис. 17-52. Ориентировочные ампер-секундные характеристики предохранителей типов ВП1 и ПК-30.

Если величина $t_и$ оказывается большей, чем время сгорания предохранителей типа ВП1 или ПК-30 при токе $I_{\text{к.з}}$, определяемом по формуле (17-135), то используем в качестве элемента защиты предохранители соответствующих номиналов. Ориентировочные ампер-секундные характеристики предохранителей приведены на рис. 17-52.

в) При необходимости уменьшить мощность $P_{\text{пред}}$ можно ввести дополнительное сопротивление последовательно с регулирующим транзистором, что увеличивает $R_{\text{в1}}$.

Если $t_и$ оказывается меньше, чем время сгорания предохранителей, или обусловлено специальными требованиями, то необходимо применить схемы быстродействующей защиты, рассмотренные в [Л. 10, 11].

### Полный расчет стабилизатора напряжения

Проведем расчет для конкретной схемы стабилизатора напряжения (рис. 17-53) и следующих исходных данных. Номинальное выходное напряжение $U_{\text{вых}} = 12{,}6$ *в*; выходное напряжение плавно регулируется от $U_{\text{вых.мин}} = 11{,}6$ *в* до $U_{\text{вых.макс}} = 13{,}6$ *в*. Максимальный ток нагрузки $I_н = 2$ *а*, минимальный $I_{\text{н.мин}} \Rightarrow 0$.

Питание стабилизатора осуществляется от выпрямителя, напряжение питания которого меняется на $\Delta U_{c+} = \Delta U_{c-} = 10\%$.

Допустимая нестабильность выходного напряжения в процентах при изменении напряжения сети в заданных пределах $\Delta U_{\text{вых.с.д}} = 0{,}05\%$. Находим $K_{\text{ст.д}}$ по формуле (17-71)

$$K_{\text{ст.д}} = \frac{10\%}{0{,}05\%} = 200.$$

Допустимое напряжение пульсаций выходного напряжения $a_{\text{п.вых.д}} = 0{,}05\%$.

Допустимое изменение выходного напряжения при заданном изменении тока нагрузки $\Delta U_{\text{вых.н.д}} = 0{,}2\%$. Находим $R_{\text{вых.д}}$ по формуле (17-72)

$$R_{\text{вых.д}} = \frac{0{,}2 \cdot 12{,}6}{100(2-0)} = 0{,}0126 \text{ ом}.$$

Диапазон рабочих температур: $T_{\text{с.мин}} = -10°$ C; $T_{\text{с.макс}} = +50°$ C; номинальная рабочая температура $T_c = +20°$ C.

Допустимое изменение выходного напряжения при изменении окружающей температуры на $\pm 30°$ C от $+20°$ C $\Delta U_{\text{вых.т.д}} = \pm 1\%$. Находим $\alpha_д$ по формуле (17-73)

$$\alpha_д = \frac{\pm 1}{30} = \pm 0{,}033\%/°\text{C}.$$

Р а с ч е т. Находим коэффициенты изменения входного напряжения стабилизатора в режиме холостого хода [формула (17-74)]:

$$a_{\text{мин}} = 1 - \frac{10}{100} = 0{,}9;$$

$$a_{\text{макс}} = 1 + \frac{10}{100} = 1{,}1.$$

Задаемся относительной амплитудой пульсаций входного напряжения [формула (17-76)]

$$a_{\text{п1}} \approx 0{,}5(1 - a_{\text{мин}}) = 0{,}5(1 - 0{,}9) = 0{,}05,$$

Находим коэффициенты изменения мгновенного значения входного напряжения стабилизатора в сторону уменьшения и увеличения [формулы (17-78), (17-79)]:

$$A_{мин} = 0,9 - 0,05 = 0,85;$$

$$A_{макс} = 1,1 + 0,05 = 1,15.$$

Задаемся величиной внутреннего сопротивления выпрямителя (17-81)

$$R_{в1} \approx 0,2U_{вых}/I_н = \frac{0,2\cdot 12,6}{2} \approx 1,25\ ом.$$

Задаемся минимально допустимым напряжением на коллекторе составного регулирующего транзистора с учетом возможного применения параллельного соединения мощных германиевых транзисторов и возможного разброса напряжения выпрямителя ($\sim 0,5$ *в*).

Выбираем $U_{к.э1\,мин}=3$ *в*.

Задаваясь дополнительным током стабилизатора $I_{доп}=0,1$ *а*, определяем максимальный ток выпрямителя (17-82)

$$I_{вх1} = 2 + 0,1 = 2,1\ а.$$

Определяем $U_{вх1}$, $U_{вх1\,макс}$, $U'_{вх1\,макс}$, $U_{вх1\,н}$, $U_{вх1\,макс.\,н}$ (17-83):

$$U_{вх1} = \frac{13,6 + 3 + 2,1\cdot 1,25}{0,85} = 22,6\ в;$$

$$U_{вх1макс} = 22,6\cdot 1,1 = 24,9\ в;$$

$$U'_{вх1макс} = 22,6\cdot 1,15 = 26\ в;$$

$$U_{вх1н} = 22,6 - 2,1\cdot 1,25 = 20\ в;$$

$$U_{вх1макс.н} = 24,9 - 2,1\cdot 1,25 = 22,3\ в.$$

Определяем номинальную и максимальную мощности выпрямителя (17-84):

$$P = 22,6\cdot 2,1 = 47,5\ вт;$$

$$P_{макс} = 24,9\cdot 2,1 = 52,3\ вт.$$

Определяем номинальную и минимальную выходную мощности стабилизатора при токе $I_н$ [формула (17-85)]:

$$P_{вых} = 2\cdot 12,6 = 25,2\ вт;$$

$$P_{вых.мин} = 2\cdot 11,6 = 23,2\ вт.$$

Определяем номинальный и максимальный к. п. д. стабилизатора с выпрямителем при токе $I_н$ (17-86):

$$\eta = 25,2/47,5 = 0,53;$$

$$\eta_{мин} = 23,2/52,3 = 0,44.$$

Определяем максимальную мощность потерь, выделяемых в стабилизаторе (17-87).

$$P_п = 52,3(1-0,44) = 29,1\ вт.$$

Величины: выходное напряжение нагруженного выпрямителя $U_{вх1н}$, максимальный ток выпрямителя $I_{вх1}$, максимальная выходная мощность выпрямителя $P_{макс} - I^2_{вх1}R_{в1}$, внутреннее сопротивление выпрямителя $R_{в1}$, коэффициент пульсации выпрямителя $a_{п1}$ используются как исходные данные для расчета выпрямителя. Мощность потерь $P_п$ с учетом дополнительных потерь используется для определения теплового режима и габаритов стабилизатора.

Определяем максимальное мгновенное напряжение между коллектором и эмиттером мощного регулирующего транзистора (17-88)

$$U_{к.э11макс} = 26 - 11,6 - (0 + 0,1)\,1,25 \approx 14,3\ в.$$

Определяем максимальную среднюю мощность, рассеиваемую в мощном регулирующем транзисторе (17-89), принимая $I_н R_с/N = 0,5$ *в*,

$$P_{к.э11макс} = (22,3 - 11,6 - 0,5)\,2 = 20,4\ вт.$$

По $P_{к.э11\,макс}$, $U_{к.э11\,макс}$ и $I_{к11}=I_н$, учитывая данные табл. 17-15, выбираем в качестве мощных регулирующих транзисторов два транзистора типа П210, включенных параллельно.

Определяем величину симметрирующих сопротивлений параллельно соединенных мощных регулирующих транзисторов (17-90)

$$R_с = \frac{0,5\cdot 2}{2} = 0,5\ ом.$$

Находим из табл. 17-15 тепловое сопротивление $R_{t_{к.т}}=0,2°\ С/вт$; $R_{t_к}=1°\ С/вт$. Задаемся коэффициентом теплоотдачи теплоотвода $K_т \approx 0,0008$ *вт/°С·см²* и максимальной допустимой температурой *p-n* переходов $T_{п11\,макс} = +77°$ С (на 8° С меньше $T_{п.макс}$).

Находим суммарную поверхность теплоотводов для обоих параллельно включенных транзисторов (17-91)

$$S_т \geqslant \frac{20,4}{0,8\cdot 10^{-3}\left[77-50 - \frac{20,4}{2}(0,2+1)\right]} \approx 1\,700\ см^2.$$

Находим максимальный нулевой ток коллектора одного транзистора П210 при температуре $T_{п11\,макс} = +77°$ С (17-92), используя данные табл. 17-15,

$$I_{к011макс} = 0,4\cdot 2^{\frac{77-20}{10}} \approx 20\ ма.$$

Находим ток смещения транзистора $T_{12}$ составного транзистора (рис. 17-51), протекающий через сопротивление $R_{12}$ (17-93),

$$I_{12} \approx 1,2\,I_{к011макс}\,N = 1,2\cdot 20\cdot 2 \approx 50\ ма.$$

Находим сопротивление $R_{12}$ (17-94)

$$R_{12} = \frac{11,6}{50\cdot 10^{-3}} \approx 220\ ом.$$

Задаемся изменением базового тока составного регулирующего транзистора

$\Delta I_{б1\,макс} = 50$ *мка* и находим требуемый коэффициент усиления (17-95)

$$\beta_{1д} \geqslant \frac{1}{50 \cdot 10^{-6}} = 20\,000.$$

Считая в среднем коэффициент усиления каждого транзистора в схеме составного транзистора не менее 30, выбираем в качестве регулирующего тройной составной транзистор. Убеждаемся, что произведение коэффициентов усиления транзисторов составного транзистора больше $\beta_{1д}$ (17-96),

$$\beta_{11}\beta_{12}\beta_{13} = 30 \cdot 30 \cdot 30 = 27\,000 > \beta_{1д}.$$

Задаемся для транзисторов П210 $B_{11} = 30$, учитывая сравнительно малый ток коллектора, равный 1*а*, и определяем максимальный ток, напряжение и мощность рассеяния транзистора $T_{12}$ составного транзистора (17-97), считая $U_{б11} \approx 0,4$ *в*:

$$I_{к12макс} = 2000/30 + 50 \approx 120\,ма;$$

$$U_{к.э12макс} = 14,3 - 0,4 = 13,9\,в;$$

$$P_{к.э12макс} = 0,12(22,3 - 11,6 - 0,5 - 0,4) \approx 1,2\,вт.$$

Выбираем в качестве $T_{12}$ транзистор П214. Учитывая малый ток коллектора, принимаем коэффициент усиления этого транзистора по постоянному току $B_{12} \approx 40$. Задаваясь $R_{t_к} = 3,5°\,С/вт$; $R_{t_{к.т}} \approx 1°\,С/вт$; $N = 1$; $T_{п12\,макс} = +65°\,С$, определяем площадь теплоотвода (17-91). (Сравнительно малое значение $T_{п12макс}$ выбираем для того, чтобы иметь небольшой нулевой ток коллектора транзистора $T_{12}$.)

$$S_т \geqslant \frac{P_{к.э12\,макс}}{K_т[T_{п12макс} - T_{с.макс} - P_{к.э12макс}} \rightarrow$$

$$\leftarrow \frac{1}{(R_{t_к} + R_{t_{к.т}})]} =$$

$$= \frac{1,2}{0,8 \cdot 10^{-3}[65 - 50 - 1,2(3,5 + 1)]} \approx$$

$$\approx 165\,см^2.$$

По формуле (17-92), используя данные табл. 17-15, находим значение нулевого тока коллектора $I_{к012\,макс} \approx 2,5$ *ма* транзистора $T_{12}$. Находим ток смещения транзистора $T_{13}$ (17-99):

$$I_{13} \approx 1,2 I_{к012макс} = 1,2 \cdot 2,5 = 3\,ма.$$

Находим величину сопротивления $R_{13}$ (17-100)

$$R_{13} = \frac{11,6}{3} \approx 3,9\,ком.$$

Находим максимальный ток, напряжение и мощность рассеяния транзистора $T_{13}$, считая $U_{б12} \approx 0,3$ *в* (17-101),

$$I_{к13макс} = \frac{120}{40} + 3 = 6\,ма;$$

$$U_{к.э13макс} = 13,9 - 0,3 = 13,6\,в;$$

$$P_{к.э13макс} = I_{к13макс}(U_{вх1макс.н} -$$

$$- U_{вых.мин} - I_н R_с/N - U_{б11} - U_{б12}) =$$

$$= 6(22,3 - 11,6 - 0,5 - 0,4 - 0,3) =$$

$$= 57\,мвт.$$

Выбираем в качестве транзистора $T_{13}$ транзистор типа МП14А. Находим из табл. 17-15 $R_t = 0,2°\,С/мвт$. Определяем максимальную температуру $T_{п13\,макс}$ (17-98):

$$T_{п13макс} = T_{с.макс} + P_{к.э13макс} R_t =$$

$$= 50 + 57 \cdot 0,2 = 61,4°\,С.$$

Находим по формуле (17-92), используя данные табл. 17-15, ток $I_{к013\,макс}$:

$$I_{к013макс} = I_{к013} \cdot 2^{\frac{T_{п13макс} - 20}{10}} =$$

$$= 5 \cdot 2^{\frac{61,4 - 20}{10}} \approx 90\,мка.$$

Принимаем коэффициент усиления транзистора $T_{13}$ по постоянному току $B_{13} = 30$ и проверяем. как удовлетворяются неравенства (17-102),

$$\frac{I_{к011макс} N}{B_{12} B_{13}} + \frac{I_{к012макс}}{B_{13}} + I_{к013макс} =$$

$$= \frac{40\,000}{30 \cdot 40} + \frac{2\,500}{30} + 90 \approx 205\,мка;$$

$$\frac{I_{к13}}{B_{13}} = \frac{6\,000}{30} = 200\,мка.$$

Так как оба указанных неравенства удовлетворяются, можно не принимать дополнительных мер для уменьшения нулевых токов коллектора.

Включаем в цепь коллектора транзистора $T_{13}$ ограничительный резистор сопротивлением $R_3 = 82$ *ом* (рис. 17-51) из расчета, чтобы на нем упало небольшое напряжение — порядка 0,5 *в*.

Определяем средние токи коллектора транзисторов $T_{11}$, $T_{12}$, $T_{13}$ (17-104):

$$I'_{к11} = (I_н + I_{н.мин})/2N =$$

$$= (2 + 0)/2 \cdot 2 = 0,5\,а;$$

$$I_{к12} = I'_{к11} N/B_{11} + I_{12} =$$

$$= 500 \cdot 2/30 + 50 \approx 83\,ма;$$

$$I_{к13} = I_{к12}/B_{12} + I_{13} = 83/40 + 3 \approx 5\,ма.$$

Для средних токов с учетом температуры находим:

$$r'_{вх11} \leqslant 0,3\,ом; \quad \beta'_{11} \geqslant 30; \quad r_{к11} \geqslant 1,5\,ком;$$

$$r_{вх11} = (r'_{вх11} + R_с)/N = (0,3 + 0,5)/2 =$$

$$= 0,4\,ом; \quad \beta_{11} = \beta'_{11} = 30;$$

$$r_{к11} = r'_{к11}/N = 1,5/2 = 0,75\,ком.$$

Параметры со штрихом и без штриха со-

ответственно относятся к одному из параллельно включенных транзисторов и эквивалентному мощному транзистору $T_{11}$, состоящему из двух параллельно включенных транзисторов.

$$r_{вх12} \leqslant 4\ ом;\ \beta_{12} \geqslant 40;\ r_{к12} \geqslant 20\ ком;$$

$$r_{вх13} \leqslant 12\ ом;\ \beta_{13} \geqslant 30;\ r_{к13} \geqslant 400\ ком.$$

По формулам (17-105) находим эквивалентные параметры составного регулирующего транзистора:

$$\beta_1 = 30 \cdot 40 \cdot 30 = 36\,000;$$

$$r_{вх1} = 0,4 + \frac{4}{30} + \frac{12}{30 \cdot 40} \approx 0,54\ ом;$$

$$r_{к1} = \frac{1}{\frac{1}{400} + \frac{1}{20 \cdot 30} + \frac{1}{0,75 \cdot 40 \cdot 30}} \approx$$

$$\approx 190\ ком.$$

Выбираем тип схемы сравнения. В соответствии с предъявленными требованиями наиболее целесообразной является схема сравнения на рис. 17-49, *а*, в которой можно использовать малодефицитные кремниевые стабилитроны Д808 (Д814А).

Выбираем в качестве источника опорного напряжения один стабилитрон Д808 (Д814А), у которого напряжение стабилизации находится в пределах от $U_{оп.мин} = 7$ *в* до $U_{оп.макс} = 8,5$ *в*; номинальное значение $U_{оп} = (U_{оп.мин} + U_{оп.макс})/2 = (7 + 8,5)/2 = 7,75$ *в*. Задаемся минимальным током стабилитрона $I_{оп.мин} = 5$ *ма* и определяем максимальное дифференциальное сопротивление $R_{д} \approx 12$ *ом* (с учетом эффекта изменения напряжения из-за изменения мощности, рассеиваемой стабилитроном [Л. 10]).

Задаемся током коллектора транзистора схемы сравнения $I_{к2} = 2,5$ *ма*.

Определяем из табл. 17-18 максимальное напряжение коллектора транзистора $ПП_2$:

$$U_{к.э2макс} = U_{вых.макс} - U_{оп.мин} =$$

$$= 13,6 - 7 = 6,6\ в.$$

Определяем мощность рассеяния транзистора $T_2$:

$$P_{к.э2\ макс} = I_{к2} U_{к.э2\ макс} =$$

$$= 2,5 \cdot 6,6 \approx 16,5\ мвт.$$

Выбираем в качестве транзистора $T_2$ в целях однотипности транзистор типа МП14А, у которого при токе $I_{к2} \approx 2,5$ *ма* $\beta_2 \geqslant 30$.

Определяем входное сопротивление транзистора $T_2$ (17-106)

$$r_{вх2} = \frac{1\,000}{25 \cdot 2,5} = 16\ ом.$$

Находим по формуле (17-98) максимальную температуру $T_{п2\ макс}$ *р-п* перехода $T_2$, а по формуле (17-92) с учетом табл. 17-15— максимальный нулевой ток коллектора $I_{ко2\ макс}$:

$$T_{п2\ макс} = T_{с.макс} + P_{к.э2\ макс} R_t =$$

$$= 50 + 16,5 \cdot 0,2 \approx 53°\ C;$$

$$I_{ко\ 2\ макс} = I_{ко\ 2} \cdot 2^{\frac{T_{п2\ макс} - 20}{10}} =$$

$$= 5 \cdot 2^{\frac{53-20}{10}} \approx 50\ мка.$$

Задаемся изменением $\Delta U_{вых}$ выходного напряжения от температурного изменения нулевого тока коллектора, равным 0,1% (12,6 *мв*). Определяем

$$n = \frac{U_{оп}}{U_{вых}} \approx \frac{7,75}{12,6} \approx 0,615.$$

и находим по формулам (17-107) и (17-108) необходимое значение суммарного сопротивления делителя:

$$R_{д} \leqslant \frac{(r_{вх2} + R_{д}) \beta_2}{2(1 - n)n} =$$

$$= \frac{(16 + 12)\,30}{2(1 - 0,615)\,0,615} \approx 1\,770\ ом;$$

$$R_{д} \leqslant \frac{\Delta U_{вых}}{I_{ко\ 2\ макс}(1 - n)} =$$

$$= \frac{12,6 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 10^{-6}(1 - 0,615)} = 660\ ом.$$

Выбираем $R_{д} = 600$ *ом*, что удовлетворяет обоим неравенствам.

Определяем величины сопротивлений делителя (рис. 17-51) по формуле (17-109):

$$R_{д1} = 600\left(1 - \frac{8,5}{11,6}\right) = 160\ ом;$$

$$R_{д2} = 600\frac{7}{13,6} = 310\ ом;$$

$$R_{д.пер} = 600 - 160 - 310 = 130\ ом.$$

Выбираем $R_{д1} = 150$ *ом* ±1%; $R_{д2} = 300$ *ом* ±1%; $R_{д.пер} = 150$ *ом* (переменное сопротивление с необходимым запасом регулировки). В качестве сопротивлений делителя выбираем стабильные проволочные резисторы (ПТМН, С5-5 и т. д.).

Задаемся величиной сопротивления нагрузки $R_{у} = 6,2$ *ком* транзистора $T_2$ и находим требуемую величину напряжения $U_{вх2}$ (17-136)

$$U_{вх2} = I_{к2} R_{у} = 2,5 \cdot 6,2 \approx 15,5\ в.$$

Находим коэффициенты стабилизации при изменении $U_{вх1}$, $U_{вх2}$ и выходное сопротивление $R_{вых}$ (17-112). Предварительно по формуле (17-113) находим коэффициенты

$$A = 1 + \frac{12 + 600(1 - 0,615)\,0,615/30}{16} = 2,05;$$

$$K_{ст1} = \frac{0{,}615 \cdot 190 \cdot 10^3}{16 \cdot 2{,}05} \frac{12{,}6}{22{,}6} \approx 2\,000;$$

$$K_{ст2} = \frac{0{,}615 \cdot 6\,200}{16 \cdot 2{,}05} \frac{12{,}6}{15{,}5} \approx 95;$$

$$R_{вых} = \frac{16 \cdot 2{,}05}{0{,}615} \left( \frac{0{,}54}{6\,200} + \frac{1}{36\,000} + \frac{1{,}25}{190\,000} \right) = 0{,}0065 \text{ ом}.$$

Находим по формуле (17-114) суммарный коэффициент стабилизации при изменении напряжения сети

$$K_{ст} = 1 / \left( \frac{1}{2\,000} + \frac{1}{95} \right) \approx 92.$$

Убеждаемся, что $R_{вых} < R_{вых.д}$, что удовлетворяет заданным требованиям, а $K_{ст} < K_{ст.д}$, что не удовлетворяет заданным требованиям.

Так как $K_{ст} < K_{ст.д}$ из-за малой величины $K_{ст2}$, то дополнительно стабилизируем источник напряжения $U_{вх2}$ при помощи параметрического стабилизатора на кремниевых стабилитронах (рис. 17-51). Выбираем два кремниевых стабилитрона Д808 (Д814А), включенных последовательно, что приблизительно дает необходимое значение $U_{вх2}$, определенное по формуле (17-111).

Выбираем напряжение питания:

$$U'_{вх2} \approx 2{,}5 U_{вх2} = 2{,}5 \cdot 15{,}5 \approx 40 \text{ в}.$$

Задаемся относительной амплитудой пульсаций $a'_{п2} = a_{п1} = 0{,}05$.

Определяем суммарный разброс напряжения стабилизации:

$$U_{ст.мин} = 2 \cdot 7 = 14 \text{ в};$$

$$U_{ст\ макс} = 2 \cdot 8{,}5 = 17 \text{ в}.$$

Находим гасящее сопротивление (рис. 17-53)

$$R_{г2} = \frac{U'_{вх2} A'_{мин2} - U_{ст.макс}}{I_{ст.мин} + I_{к2}} = \frac{40 \cdot 0{,}85 - 17}{5 + 2{,}5} \approx 2{,}26 \text{ ком},$$

где $A'_{мин2} = a_{мин} - a'_{п2} = 0{,}9 - 0{,}05 = 0{,}85$.

Выбираем $R_{г2} = 2{,}2$ *ком*.

Определяем максимальный ток стабилитронов параметрического стабилизатора

$$I_{ст.макс} = \frac{U'_{вх2} a_{макс} - U_{ст.мин}}{R_{г2}} - I_{к2} = \frac{40 \cdot 1{,}1 - 14}{2{,}2} - 2{,}5 \approx 11 \text{ ма},$$

что существенно меньше допустимого значения.

Находим по формуле (17-119) коэффициент стабилизации при изменении $U_{вх2} K'_{ст2}$ и по формуле (17-114) новый суммарный коэффициент стабилизации $K_{ст}$, считая $R_{д2} = 12 \cdot 2 = 24$ *ом*:

$$K'_{ст2} = \frac{R_{г2}}{R_{д2}} \frac{nR_y}{r_{вх2} A} \frac{U_{вых}}{U'_{вх2}} = \frac{2\,200}{24} \frac{0{,}615 \cdot 6\,200}{16 \cdot 2{,}05} \frac{12{,}6}{40} \approx 3\,350;$$

$$K_{ст} = 1 / \left( \frac{1}{K_{ст1}} + \frac{1}{K'_{ст2}} \right) = 1 / \left( \frac{1}{2\,000} + \frac{1}{3\,350} \right) \approx 1\,250$$

и убеждаемся, что $K_{ст} > K_{ст.д}$.

Находим относительное напряжение пульсации на выходе стабилизатора, считая коэффициенты подавления пульсаций равными коэффициентам стабилизации,

$$a_{п.вых} = \left( \frac{a'_{п1}}{K_{ст1}} + \frac{a'_{п2}}{K'_{ст2}} \right) 100 = \left( \frac{0{,}05}{2\,000} + \frac{0{,}05}{3\,350} \right) 100 \approx 0{,}004\%,$$

что существенно меньше $a_{п.вых.д}$.

Находим величину сопротивления $R_{г1}$, задающего ток опорного стабилитрона (17-115),

$$R_{г1} = \frac{U_{вых.мин} - U_{оп.макс}}{I_{ст.мин} - I_{к2}} = \frac{11{,}6 - 8{,}5}{5 - 2{,}5} \approx 1{,}24 \text{ ком}.$$

Выбираем $R_{г1} = 1{,}2$ *ком*.

Находим по формуле (17-116) максимальный ток опорного стабилитрона

$$I_{ст.макс} = \frac{U_{вых.макс} - U_{оп.мин}}{R_{г1}} - I_{к2} = \frac{13{,}6 - 7}{1{,}2} + 2{,}5 \approx 8 \text{ ма}.$$

Определяем из справочников предельную частоту усиления мощных регулирующих транзисторов (П210) $f_{\alpha 1} \approx 100$ *кгц*, определяем по формуле (17-129) ориентировочное значение емкости выходных конденсаторов

$$C_{вых} \geqslant \frac{0{,}23 \cdot 30}{6{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 2\pi \cdot 10^5} \approx 1\,700 \text{ мкф}.$$

Выбираем в качестве $C_{вых}$ электролитические конденсаторы на 2 000 *мкф* с учетом уменьшения емкости при отрицательной температуре.

Для повышения устойчивости работы схемы в диапазоне температур включаем между коллектором транзистора схемы сравнения и плюсом выходного напряжения конденсатор емкостью 0,1 *мкф* (ем-

кость уточняется экспериментально) (рис. 17-53).

Определяем максимальный температурный коэффициент стабилизатора без термокомпенсации (17-131)

$$\alpha = \frac{6-1,9}{10(8,5+0,2)} \approx 0,047\%/°C.$$

Так как $\alpha > \alpha_д$, то вводим термокомпенсацию путем введения в цепь делителя *p-n* переходов (германиевых диодов типа Д310), включенных в прямом направлении.

Считая температурный коэффициент одного диода равным 1,6 *мв*/°C, находим по формуле (17-132) ориентировочное число термокомпенсирующих *p-n* переходов

$$N_д = -\frac{4,2-2,2}{-1,6\cdot 0,615} \approx 2,15.$$

Выбираем $N_д = 2$ и находим по формуле (17-133) температурный коэффициент стабилизатора при самых неблагоприятных сочетаниях температурных коэффициентов [считаем $\gamma_{пр} = -(1,6\pm0,1$ *мв*/°C)]:

$$\alpha_{макс} = \frac{6-1,9}{10(8,5+0,2)} - \frac{1,5\cdot 2}{10\cdot 13,6} \approx 0,025\%/°C;$$

$$\alpha_{мин} = \frac{3-2,5}{10(7+0,2)} - \frac{1,7\cdot 2}{10\cdot 11,6} = -0,022\%/°C.$$

Как видно, в самых неблагоприятных условиях температурный коэффициент стабилизатора меньше допустимого значения, что в самом худшем случае дает температурную нестабильность не хуже $\left.\begin{matrix}+0,75\\-0,65\end{matrix}\right\}$ %.

Даже с учетом влияния нулевого тока коллектора (который дает нестабильность 0,1%) температурная нестабильность не будет превосходить $\left.\begin{matrix}+0,65\\-0,76\end{matrix}\right\}$ %.

Определяем максимальную мощность, рассеиваемую на мощных регулирующих транзисторах при коротком замыкании схемы в самом худшем случае (17-134),

$$P_{пред} = \frac{24,9^2}{4(1,25+0,5/2)} \approx 103 \text{ вт}.$$

Определяем ток короткого замыкания в самом неблагоприятном по мощности рассеяния случае (17-135)

$$I_{к.з} = \frac{24,9}{2(1,25+0,5/2)} \approx 8,3 \text{ а}.$$

Определяем, используя данные табл. 17-15, допустимую длительность короткого замыкания (формула 17-136)

$$t_и \leqslant \frac{10^4\cdot 1\cdot 0,6^2}{(103/2)^2} \approx 1,35 \text{ сек}.$$

Так как $t_и$ оказалось достаточно большим, используем для защиты от короткого замыкания быстродействующий предохранитель типа ВП1 на ток 3 *а*. Из кривых на рис. 17-52 находим время его сгорания при токе 8,3 *а* около 0,1 *сек*, чем и достигается необходимая защита. Можно использовать и

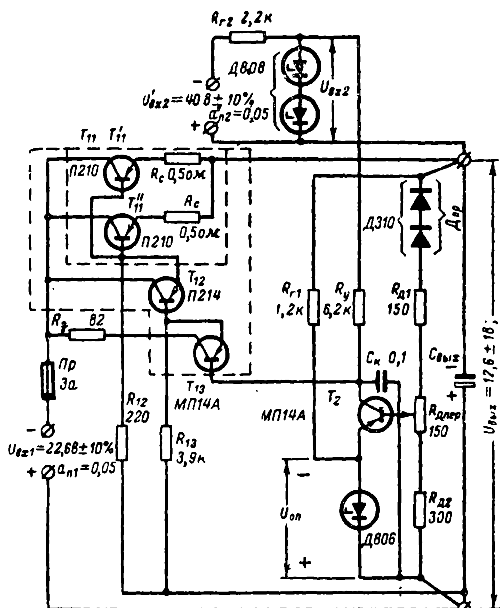



Рис. 17-53. Схема стабилизатора напряжения с рассчитанными данными.

менее быстродействующий предохранитель типа ПК-30 на 3 *а* с временем сгорания при 8,3 *а* около 350 *мсек*, но это менее надежно, если учесть разброс параметров предохранителя. Предохранитель включаем в один из полюсов входного напряжения стабилизатора.

Данные, полученные в результате расчета, приведены на схеме рис. 17-53.

## 17-8. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

### Общие сведения

Преобразователями напряжения будем называть устройства, преобразующие постоянное напряжение одного номинала в переменные или постоянные напряжения различных номиналов. Преобразователи напряжения на транзисторах широко используются как источники электропитания различного рода устройств: радиоэлектронной аппаратуры, магнитных усилителей, двигателей и т. п.

Транзисторные преобразователи напряжения в отличие от вибрационных или электромашинных преобразователей не имеют движущихся механических частей, поэтому они долговечны и надежны. К достоинствам транзисторных преобразователей напряжения относятся также их высокий к. п. д., малый уровень помех, возможность работы на повышенных частотах, что позволяет существенно уменьшить их вес и габариты.

В преобразователях напряжения транзисторы могут включаться по схеме с общим эмиттером, общим коллектором или общей базой. Наибольшее практическое применение находят схемы включения с общим эмиттером, поскольку в них реализуется максимальное усиление транзисторов по мощности и наиболее просто достигаются условия самовозбуждения.

В преобразователях напряжения, требующих размещения транзисторов на одном общем радиаторе без их дополнительной электрической изоляции, рационально применять схему с общим эмиттером и отдельными базовыми обмотками.

По способу возбуждения преобразователи напряжения разделяются на два типа: преобразователи с самовозбуждением (автогенераторы) и преобразователи с усилением мощности.

Преобразователи с самовозбуждением выполняются на небольшие мощности (от единиц до нескольких десятков ватт) и предназначаются для работы с неизменяющейся нагрузкой, поскольку изменение тока нагрузки приводит к изменению режима работы автогенератора и оказывает влияние на условия самовозбуждения. Преобразователи с усилением мощности содержат маломощный задающий генератор и выходной каскад — усилитель мощности. Изменение тока нагрузки выходного каскада не приводит к изменению частоты и амплитуды колебаний задающего генератора. Поэтому преобразователи напряжения с усилением мощности находят широкое применение в устройствах электропитания с большим динамическим диапазоном изменения нагрузки и выполняются на мощности от десятков до сотен ватт и больше.

Преобразователи напряжения с самовозбуждением могут выполняться по однотактной или двухтактной схеме.

Однотактный преобразователь постоянного напряжения представляет собой релаксационный генератор с положительной обратной связью, выполненный на одном переключающем транзисторе. Трансформатор в однотактном преобразователе работает с подмагничиванием, что приводит к увеличению в нем потерь. Ввиду этого однотактные преобразователи напряжения находят ограниченное применение в источниках электропитания. Только при преобразовании малой мощности (порядка 1—2 *вт*) и питании от низковольтного источника их к. п. д. может оказаться выше, чем к. п. д. двухтактных преобразователей.



Двухтактный симметричный преобразователь постоянного напряжения имеет в своей основе мультивибратор с магнитной связью (рис. 17-54). Преобразователь состоит из двух транзисторов $T_1$ и

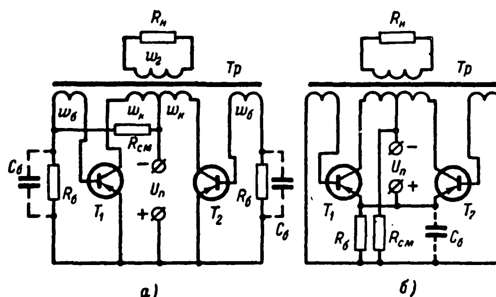



Рис. 17-54. Схемы двухтактных преобразователей с самовозбуждением.

*а* — симметричная схема; *б* — схема с общим базовым сопротивлением.

$T_2$ и трансформатора *Тр*, выполненного на магнитопроводе с прямоугольной формой петли гистерезиса. Транзисторы $T_1$, $T_2$ поочередно подключают напряжение источника питания $U_п$ к первичным обмоткам $w_к$ трансформатора, вызывая изменение магнитного потока в магнитопроводе трансформатора. Входные цепи транзисторов питаются от обмоток положительной обратной связи $w_б$. Нагрузка подключается к вторичной обмотке трансформатора $w_2$.

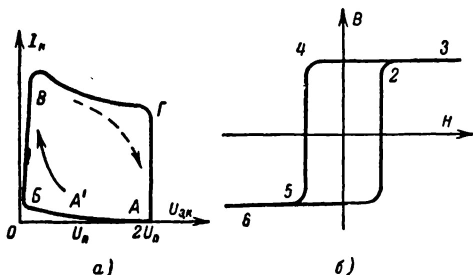



Рис. 17-55. Динамическая характеристика переключения транзистора (*а*) и кривая намагничивания магнитопровода трансформатора преобразователя с самовозбуждением (*б*).

Процессы в преобразователе напряжения описываются движением рабочей точки транзистора по его динамической характеристике переключения (рис. 17-55, *а*), которая показывает взаимное изменение тока коллектора и напряжения на коллекторе при переключении. Эти изменения зависят от магнитного состояния сердечника трансформатора, кривая намагничивания которого приведена на рис. 17-55, *б*.

Допустим, что перед включением напряжения питания для трансформатора исходной является точка *1* отрицательного насы-

щения, а при включении напряжения питания ток коллектора транзистора $T_1$ будет больше, чем транзистора $T_2$. Результирующий ток, протекающий по первичной обмотке трансформатора, индуктирует во всех его обмотках э. д. с., полярность которой определяется бо́льшим током транзистора $T_1$. Поэтому с обмотки положительной обратной связи $w_б$ на базу транзистора $T_1$ подается минус, а на базу $T_2$ — плюс. В результате этого транзистор $T_1$ начинает еще больше отпираться. Рабочая точка его по динамической характеристике (рис. 17-55, *а*) перемещается из положения *А* в положение *Б*. Ток коллектора при этом возрастает, а напряжение $U_{э.к}$ падает; транзистор полностью отпирается и в точке *В* входит в режим насыщения. Транзистор $T_2$ при этом полностью запирается.

С этого момента начинается медленный этап формирования вершины импульса выходного напряжения. Состояние магнитного материала сердечника трансформатора при этом изменяется от точки *1* к точке *2*. В конце медленного этапа при переходе от точки *2* к точке *3* сердечник трансформатора насыщается, а его магнитная проницаемость резко уменьшается, что вызывает увеличение тока намагничивания трансформатора и, как следствие этого, увеличение тока коллектора транзистора. Так как материал сердечника достиг насыщения, то прекращается процесс изменения магнитного потока. Напряжение, наведенное во всех обмотках трансформатора, падает до нуля. С этого момента начинается лавинообразный процесс, который приводит к переключению транзисторов преобразователя. Транзистор $T_1$ выходит из режима насыщения, его рабочая точка по динамической характеристике рис. 17-55, *а* перемещается из положения *В* в активную область *Г*. При этом происходит небольшое уменьшение магнитного потока, что вызывает наведение э. д. с. обратной полярности во всех обмотках трансформатора. Теперь база транзистора $T_1$ оказывается положительной, его рабочая точка перемещается в точку *А* и он полностью запирается. На базу транзистора $T_2$ при этом подается отрицательный потенциал, и он отпирается. В дальнейшем цикл переключения повторяется.

Условие возникновения автоколебаний в преобразователе напряжения (рис. 17-54, *а*) тесно связано с параметрами схемы и нагрузкой и выражается зависимостью

$$\frac{B_{ст} n_б R'_н}{R_б + r_{вх}} > 1, \qquad (17\text{-}137)$$

где $R'_н = R_н / n_2^2$ — сопротивление нагрузки, приведенное к коллекторной обмотке;

$B_{ст}$ — коэффициент усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером;

$r_{вх}$ — дифференциальное входное сопротивление транзистора в активной области;

$n_б = w_б / w_к$ — коэффициент трансформации базовой обмотки;

$n_2 = w_2 / w_к$ — коэффициент трансформации выходной обмотки.

Для надежного возбуждения колебаний в схему преобразователя вводится сопротивление смещения (резистор $R_{см}$), которое вместе с ограничивающим сопротивлением в цепи базы (резистор $R_б$) образует делитель напряжения; с этого делителя подается отпирающее смещение только на одно плечо преобразователя.

Возбуждение колебаний в преобразователе напряжения облегчается за счет уменьшения ограничительных сопротивлений в цепях базы (17-137). Практически это реализуется шунтированием резисторов $R_б$ конденсаторами $C_б$ (соединение пунктиром на рис. 17-54). Емкость конденсаторов выбирается так, чтобы постоянная времени разряда не превышала половину периода выходного напряжения

$$C_б \leqslant \frac{T}{2R_б}. \qquad (17\text{-}138)$$

При частоте преобразования 1—3 *кгц* и величине резистора $R_б = 30$ *ом* емкость конденсатора $C_б$ составляет 1—2 *мкф*.

В преобразователе напряжения, схема которого приведена на рис. 17-54, *б*, используется общее базовое сопротивление (резистор $R_б$), которое вместе с сопротивлением смещения (резистор $R_{см}$) образует пусковую цепь. В этой схеме резистор $R_б$ в момент переключения не ограничивает базовый ток и переключение происходит за более короткое время, чем в симметричном преобразователе (рис. 17-54, *а*).

При объяснении принципа действия преобразователя напряжения предполагалось, что ток коллектора транзистора устанавливается достаточным для насыщения сердечника магнитопровода трансформатора и переключение происходит из-за насыщения последнего. Возможно также переключение преобразователя напряжения из-за насыщения транзистора, когда его коллекторный ток достигнет своего максимального значения, определяемого током базы, раньше, чем наступит насыщение магнитопровода трансформатора. Однако работа преобразователя напряжения в таком режиме будет менее экономичной и неустойчивой из-за влияния разброса параметров транзисторов на режим переключения. Такие схемы не находят практического применения.

В устройствах электропитания преобразователь напряжения с самовозбуждением используется как задающий генератор для усилителя мощности или как самостоятельный источник электропитания. В первом случае к автогенератору подключаются входные цепи транзисторов усилителя мощности, которые можно считать активной на-

грузкой; во втором случае автогенератор нагружается на выпрямитель и характер нагрузки определяется типом фильтра, включаемого для сглаживания пульсации выпрямленного напряжения (рис. 17-56).

В выпрямителях преобразователей напряжения используются полупроводниковые диоды. Для них характерным является свойство проводить ток в обратном направлении при смене полярности напряжения за счет рассасывания избыточных носителей заряда в базе диода. Из-за этого в течение времени, которое известно как время восстановления

Время жизни $\tau_p$ зависит от типа диода и конструкции его *p-n* перехода. Диоды, рассчитанные на одинаковый выпрямленный ток и обратное напряжение и выполненные из германия, имеют значение $\tau_р$, в 3—4 раза большее, чем кремниевые диоды.

В преобразователях напряжения, используемых в источниках электропитания, как правило, применяются мостовые или двухфазные схемы выпрямителей. На время перекрытия $t_п$, в течение которого диоды противоположных фаз выпрямителя одновременно проводят ток, вторичная обмотка трансформатора преобразователя оказывается почти короткозамкнутой. При этом транзисторы преобразователя напряжения перегружаются, выходят из режима насы-

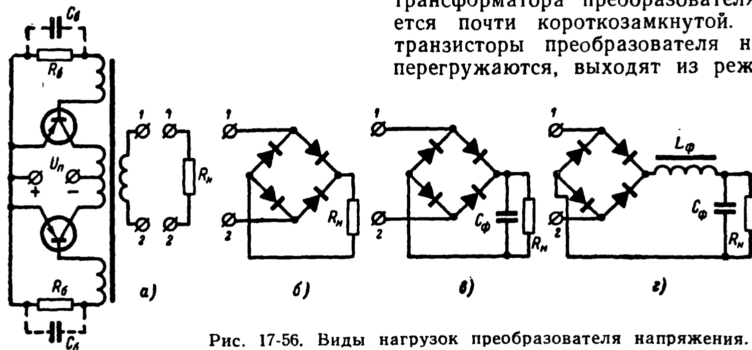



Рис. 17-56. Виды нагрузок преобразователя напряжения.

обратного сопротивления, полупроводниковые диоды выпрямителя будут пропускать почти одинаковый ток в прямом и обратном направлении. Вследствие этого в любой схеме выпрямления, кроме однофазной однополупериодной, возникает перекрытие фаз. Длительность времени перекрытия ориентировочно равна времени восстановления обратного сопротивления и может быть определена по формуле

$$t_п \approx \tau_р \ln \frac{I_д}{2(n_0 - 1) I_{обр}},$$

где $\tau_p$ — время жизни неравновесных носителей заряда в базе диода;

$I_д = U_{обр}/R_ф$ — амплитуда обратного тока диода;

$U_{обр}$ — амплитуда обратного напряжения, прикладываемого к диоду в схеме выпрямителя;

$R_ф$ — сопротивление фазы выпрямителя;

$I_{обр}$ — обратный ток диода, определяемый по статическим характеристикам;

$n_0 = I_д/I_{обр}$ — коэффициент, характеризующий величину обратного тока в конце участка восстановления обратного сопротивления. Обычно принимается $n_0 = 2 \div 3$.

Пусть, например, для выпрямителя на кремниевых диодах типа Д215, время жизни которых $\tau_p = 20$ *мксек*, имеем $I_д = 1$ *а*, $I_{обр} = 1$ *ма*, $n_0 = 2$; тогда время перекрытия $t_п = 125$ *мксек*.

щения, и на них рассеивается значительная мощность, а фронт выходного напряжения преобразователя искажается — на нем появляется «ступенька». Такое искажение фронта приводит к увеличению пульсации выпрямленного напряжения.

Включаемый после выпрямителя фильтр для сглаживания пульсации оказывает существенное влияние на процесс переключения транзисторов преобразователя напряжения. Если фильтр начинается с емкости, то время перекрытия фаз выпрямителя уменьшается за счет сокращения времени восстановления обратного сопротивления диода, а это, в свою очередь, улучшает фронт выходного напряжения.

Включение фильтра, начинающегося с дросселя, вызывает замедленный спад тока через диод в течение времени восстановления обратного сопротивления. Это приводит к резкому увеличению длительности времени перекрытия фаз выпрямителя и увеличению тока нагрузки на преобразователь в момент переключения. При этом в транзисторах усилителя мощности возрастают динамические потери мощности, а в автогенераторе, кроме увеличения потерь возможны даже срывы колебаний из-за перегрузки транзисторов при переходных процессах переключения (участок *аб* на рис. 17-57, *г*).

Типичные формы выходного напряжения в преобразователе напряжения при включении различных видов нагрузки приведены на рис. 17-57. Они характерны как для автогенератора, так и для усилителя мощности. Из кривых нетрудно видеть, что минимальное искажение фронта выходного напряже-

ния достигается при включении емкостного фильтра. В тех случаях, когда с простым емкостным фильтром заданный уровень пульсации не получается, можно применять П-образный фильтр, начинающийся с емкости.

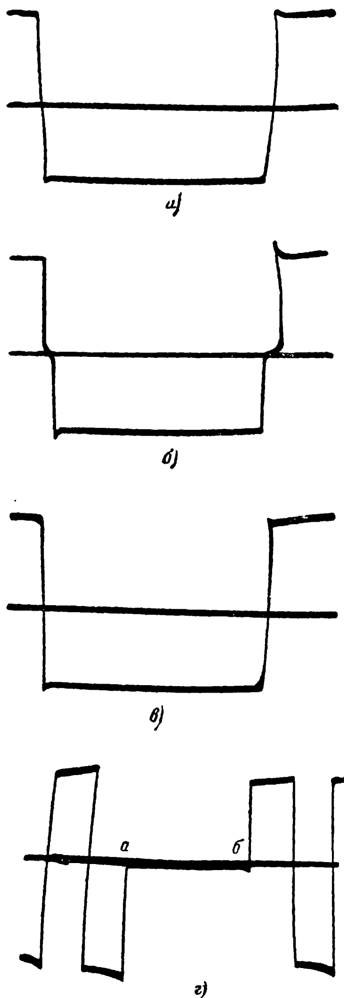



Рис. 17-57. Форма выходного напряжения преобразователя при различных видах нагрузки.

*а* — активная (омическая) нагрузка; *б* — выпрямитель без фильтра; *в* — выпрямитель с емкостным фильтром; *г* — выпрямитель с индуктивным фильтром.

Энергетические показатели преобразователя напряжения и тепловой режим транзисторов определяются потерями. Общая мощность, рассеиваемая транзистором в режиме переключения, является суммой трех составляющих, а именно: мощности, рассеиваемой в областях отсечки, насыщения и динамических потерь в активной области в переходном процессе переключения

$$\Delta P = \Delta P_{отс} + \Delta P_{нас} + \Delta P_{дин}.$$

Мощность, рассеиваемая в области отсечки, определяется на основании статических характеристик транзистора

$$\Delta P_{отс} = \frac{1}{2} I_{к0} U_{э.к}.$$

Величина напряжения $U_{э.к}$, приложенного к запертому транзистору, зависит от схемы преобразователя. Значение обратного тока утечки $I_{к0}$ берется с учетом максимальной температуры *p-n* перехода транзистора.

Мощность, рассеиваемая транзистором, в области насыщения определяется также его статическими характеристиками

$$\Delta P_{нас} = \frac{1}{2} I_к \Delta U_{к.н},$$

где $\Delta U_{к.н}$ — падение напряжения коллектор — эмиттер в режиме насыщения, *в*;

$I_к$ — ток коллектора в режиме насыщения, *а*, определяемый по формуле

$$I_к = \frac{I_{2макс} U_2}{\eta_п U_п}, \quad (17\text{-}139)$$

где $\eta_п$ — к. п. д. преобразователя, обычно $\eta_п = 0{,}7 \div 0{,}9$;

$I_{2макс}$, $U_2$ — амплитудные значения тока и напряжения выходной обмотки.

Снижение мощности потерь в режиме насыщения может быть получено за счет уменьшения падения напряжения $\Delta U_{к.н}$ на открытом транзисторе, которое снижается при увеличении коэффициента запаса по насыщению, равного

$$b = \frac{I_б}{I_{б.мин}},$$

где $I_{б.мин}$ — минимальное значение базового тока, обеспечивающее режим насыщения.

На рис. 17-58 представлена зависимость падения напряжения $\Delta U_{к.н}$ в режиме насыщения для транзисторов типа П210А от коэффициента *b*. Из кривых следует, что при $b \geqslant 3$ величина $\Delta U_{к.н}$ остается почти неизменной.

При выборе величины коэффициента *b* необходимо также учитывать потери в базовых цепях транзисторов преобразователя напряжения. Для линеаризации входной характеристики транзистора в цепь базы обычно включается ограничивающий резистор $R_б$, на котором при увеличении коэффициента запаса по насыщению *b* будут возрастать потери мощности, хотя $\Delta U_{к.н}$ при этом будет падать. С учетом этого наиболее экономичный режим транзисторов в преобразователях напряжения достигается при $b = 1{,}5 \div 3$.

Динамические потери при переключении определяются в основном мгновенной мощностью, выделяемой в транзисторе при выключении за время переходного процесса.

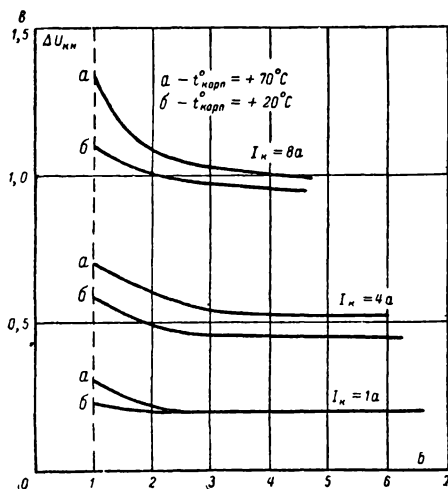



Рис. 17-58. Зависимость изменения падения напряжения на транзисторе П210А в режиме насыщения от кратности тока базы $b$.

Мощность потерь, возникающая при динамическом процессе переключения, определяется величиной и характером нагрузки, зависит от времени и частоты переключения, инерционных свойств транзистора и параметров схемы преобразователя напряжения. Ввиду этого выражения для определения величины динамических потерь будут даны ниже при рассмотрении методики расчета преобразователей напряжения с самовозбуждением и усилителей мощности.

### Схемы преобразователей с самовозбуждением

В источниках электропитания преобразователи напряжения с самовозбуждением могут выполняться по двухтактной схеме с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора, по мостовой или полумостовой схемам.

**Преобразователи с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора** выполняются чаще всего с насыщающимся трансформатором (двухтактный преобразователь, рис. 17-54), с промежуточным переключающим трансформатором (рис. 17-59) или с резистивно-емкостной связью $R_у C_у$ (рис. 17-60).

*Двухтактные схемы с насыщающимся трансформатором* (рис. 17-54) как наиболее простые и надежные получили наибольшее распространение. Они используются как задающие генераторы для усилителей мощности или как автономные маломощные источники электропитания.

Для двухтактного автогенератора связь между напряжением питания $U_п$, параметрами трансформатора и транзистора, а также частотой преобразования определяется соотношением

$$(U_п - \Delta U_{к.н})\,10^4 = 4fw_к B_s S_с' K_с,$$

где $B_s$ — индукция насыщения магнитопровода трансформатора, *тл*;
$S_с$ — сечение стали, *см²*;
$f$ — частота преобразования, *гц*;
$K_с$ — коэффициент заполнения сталью сердечника трансформатора.

Достоинством двухтактного преобразователя напряжения с самовозбуждением является его простота, а также присущее схеме свойство автоматической защиты транзисторов от короткого замыкания в цепи нагрузки, при котором автоколебания прекращаются, но повреждений элементов схемы при этом не возникает. Недостатком схем с насыщающимся трансформатором является наличие выбросов тока коллектора в момент переключения, что ведет к увеличению потерь в преобразователе напряжения.

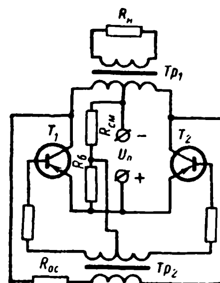



Рис. 17-59. Схема преобразователя напряжения с переключающим трансформатором.

*Автогенератор с промежуточным трансформатором* (рис. 17-59). Выходной трансформатор $Тр_1$ работает в линейном режиме без захода рабочей точки в область насыщения, а переключение осуществляется из-за насыщения промежуточного трансформатора $Тр_2$. Резистор $R_{ос}$ в цепи первичной обмотки промежуточного трансформатора устраняет броски коллекторного тока при переключении транзисторов. В момент насыщения промежуточного трансформатора падение напряжения на резисторе $R_{ос}$ резко возрастает, что приводит к уменьшению базового тока транзистора и выходу его рабочей точки в активную область. Частота преобразования автогенератора определяется параметрами промежуточного (переключающего) трансформатора $Тр_2$.

К достоинствам двухтрансформаторной схемы относится то, что в ней транзисторы переключаются при меньших коллекторных токах, чем в преобразователе с насыщающимся трансформатором. Недостатком схе-

мы является наличие дополнительного трансформатора и усложнение базовых цепей.

*Преобразователь с RC-связью* (рис. 17-60). В этой схеме выходной трансформатор также работает в линейном режиме без захода рабочей точки в область насыщения, а переключение осуществляется при

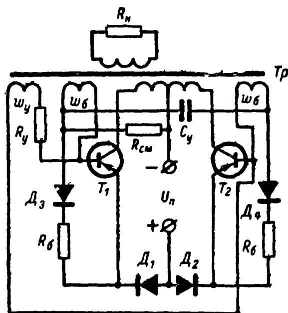


Рис 17-60. Схема преобразователя напряжения с RC-связью.

помощи дополнительной цепи $R_у C_у$ и отдельной обмотки управления $w_у$. Напряжение на конденсаторе $C_у$ сравнивается с напряжением на базовых обмотках $w_б$. Переключение транзисторов происходит при равенстве указанных напряжений. Замыкание цепи обратной связи достигается включением в базовые обмотки диодов $Д_3$ и $Д_1$. Обычно принимают величину напряжения обмотки управления $U_у = 2{,}3\ U_б$. Постоянная времени цепи заряда $R_у C_у$ определяет частоту преобразования, которая равна:

$$f = \frac{1}{2R_у C_у}.$$

В схеме на рис. 17-60 регулировка частоты в широких пределах осуществляется изменением сопротивления $R_у$ или емкости $C_у$. При этом амплитуда выходного напряжения преобразователя остается неизменной. Изменение напряжения питания в таком преобразователе почти не оказывает влияния на частоту генерации. Например, при изменении входного напряжения на ±20% частота преобразования изменяется не более чем на ±1% в диапазоне от 800 *гц* до 15 *кгц*.

Особенность всех преобразователей напряжения, выполненных по схеме с выводом средней точки первичной обмотки трансформатора, состоит в том, что в них к запертому транзистору прикладывается сумма напряжения питания и э. д. с., наводимой в неработающей половине первичной обмотки. Таким образом, величина суммарного коллекторного напряжения, прикладываемого к запертому транзистору, равна удвоенному напряжению питания. Кроме того, наводимое напряжение может иметь выброс, возникающий в момент выключения транзистора. Амплитуда выброса зависит от индуктивности рассеяния трансформатора и скорости спада тока коллектора. Таким образом, в схемах преобразователей напряжения со средней точкой к переходу эмиттер — коллектор запертого транзистора прикладывается напряжение, равное:

$$U_{э.к} = 2U_п + L_s' \frac{di_к}{dt}, \quad (17\text{-}140)$$

где $L_s'$ — индуктивность рассеяния, приведенная к первичной обмотке трансформатора.

Мостовой **преобразователь напряжения** (рис. 17-61). В этой схеме транзисторы $T_1$—$T_4$ образуют мост, в одну диагональ которого включен источник питания с напряжением $U_п$, а в другую — первичная обмотка $w_к$ трансформатора *Тр*. Обмотки обратной

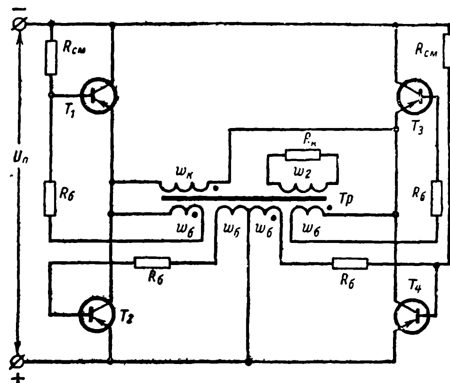


Рис. 17-61. Схема мостового автогенератора.

связи $w_б$ подключаются к базовым выводам транзисторов через ограничительные резисторы $R_б$. Фазы напряжений обратной связи следует выбрать так, чтобы одновременно отпирались два транзистора в противоположных плечах моста. На схеме точками отмечены выводы обмоток с одинаковыми фазами напряжений. Для надежного запуска в мостовом преобразователе напряжения введены резисторы $R_{см}$, которые в момент подачи питания способствуют отпиранию транзисторов $T_1$ и $T_4$.

Поскольку в мостовых преобразователях напряжение между коллектором и эмиттером запертых транзисторов не превышает напряжения источника питания, они имеют преимущество при преобразовании большой мощности и при питании от источников с повышенным напряжением.

К недостаткам мостовых схем следует отнести опасность прохождения сквозных токов через транзисторы смежных плеч.

**Полумостовые преобразователи** (рис. 17-62) образуются из мостовой схемы за-

меной двух транзисторов емкостным делителем (рис. 17-62, *а*). Емкость конденсаторов $C=C_1=C_2$ должна быть достаточно большой и выбирается по величине тока,

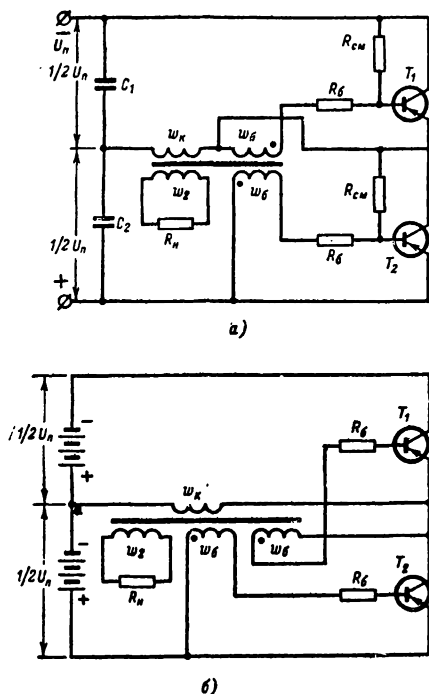



Рис. 17-62. Схемы полумостовых автогенераторов.
*а* — с емкостным делителем; *б* — с выводом средней точки источника питания.

потребляемого от источника питания $I_п$, и допустимой пульсации напряжения на конденсаторе $\Delta U_с$ по формуле

$$C \approx \frac{I_п}{4f\Delta U_с}.$$

Полумостовая схема может быть также выполнена на двух транзисторах при питании от источника постоянного тока со средней точкой, как показано на рис. 17-62, *б*.

Из приведенных основных характеристик преобразователей напряжения следует, что схемы со средней точкой наиболее рационально применять при низком напряжении питания (10—20 *в*) и небольшой мощности, что вызвано сравнительно малым значением допустимого коллекторного напряжения у большинства силовых транзисторов.

При повышенной величине напряжения питания и большой мощности рационально применять мостовые или полумостовые схемы, в которых к запертому транзистору прикладывается напряжение, равное напряжению питания. Использование выходного трансформатора в этих схемах лучше, чем в преобразователях со средней точкой.

В тех случаях, когда предъявляются повышенные требования к стабилизации частоты или регулированию ее в широких пределах, используются преобразователи с *RC*-связью.

### Методика расчета преобразователя напряжения с самовозбуждением

При электрическом расчете преобразователя напряжения необходимо определить режим работы и выбрать транзисторы, рассчитать цепи смещения и определить основные параметры трансформатора.

Расчет режима работы транзисторов включает определение токов и напряжений коллекторной и базовой цепей, а также мощности потерь, определяющей температуру нагрева *p-n* перехода транзистора. Расчет построен на примере схемы рис. 17-54.

Ток коллектора в режиме насыщения определяется заданной выходной мощностью в нагрузке и находится по формуле (17-139).

Для расчета величины напряжения, которое прикладывается к запертому транзистору преобразователя, как указывалось выше, необходимо знать величину индуктивности рассеяния трансформатора и скорость изменения тока коллектора, которые обычно в начале расчета являются неизвестными. Поскольку трансформатор преобразователя напряжения с самовозбуждением выполняется, как правило, тороидальным, он имеет малую величину индуктивности рассеяния. Ввиду этого напряжение эмиттер — коллектор для преобразователя с выводом от средней точки первичной обмотки трансформатора можно определять по упрощенной формуле

$$U_{э.к} \approx 2{,}2U_п < U_{э.к.макс}. \quad (17\text{-}141)$$

Расчет цепи смещения производится из условия создания надежного запуска преобразователя (при работе в диапазоне температур и под нагрузкой). Достигается это выбором достаточного коэффициента запаса по насыщению *b* и напряжения базовых цепей обратной связи. Сопротивление резистора в цепи базы определяется по формуле

$$R_б = \frac{(U_б - U_{э.б})\,B_{ст.мин}}{I_к\, b}, \quad (17\text{-}142)$$

где $U_б$ — напряжение на базовой обмотке трансформатора;
$U_{э.б}$ — падение напряжения эмиттер — база отпертого транзистора.

Напряжение на базовой обмотке всегда должно быть больше напряжения смещения, которое создается падением напряжения на резисторе $R_б$ током делителя $R_б R_{см}$. Обычно для преобразователей на германиевых транзисторах выбирается $U_{R_б}=0{,}5\div1$ *в*.

Пусковое сопротивление делителя (резистор $R_{см}$) может быть определено по формуле

$$R_{см} = \frac{R_б U_п}{U_{Rб}}. \quad (17\text{-}143)$$

Ток базы открытого транзистора определяется параметрами цепи возбуждения и его входной характеристикой

$$I_б = \frac{U_б - U_{э.б}}{R_б}. \quad (17\text{-}144)$$

При расчете трансформатора преобразователя напряжения учитывают диапазон рабочих частот, поскольку потери в магнитопроводе зависят от частоты. Наилучшим будет материал с минимальными удельными потерями и максимальной проницаемостью на данной частоте. Для ряда материалов существует оптимальная толщина, при которой удельные потери минимальны. Например, для стали Э360, на частотах 400—2 400 *гц* оптимальными являются толщины ленты 0,08—0,05 *мм*, а для пермаллоя 79НМ минимальные потери на частотах до 5 000 *гц* получаются на тороидальных магнитопроводах с лентой толщиной 0,05 *мм*.

Размеры магнитопровода трансформатора определяются по формуле

$$S_c S_0 = \frac{P_г \cdot 10^2}{2f B_s \eta_т j K_c K_0}, \quad (17\text{-}145)$$

где $S_0$ — сечение окна магнитопровода, *см²*;
$j$ — плотность тока в обмотке, *а/мм²*;
$K_0$ — коэффициент заполнения окна обмоткой;
$\eta_т$ — к. п. д. трансформатора;
$P_г$ — габаритная мощность трансформатора, *ва*.

Габаритная мощность трансформатора в общем случае равна полусумме вольт-ампер всех обмоток трансформатора. Если выходная обмотка преобразователя напряжения нагружена на активное сопротивление или на выпрямитель, собранный по мостовой схеме или схеме удвоения, то

$$P_г \approx 1{,}3 U_2 I_2. \quad (17\text{-}146)$$

Если нагрузкой преобразователя является двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, то

$$P_г \approx 2{,}1 U_2 I_2,$$

где $U_2$ — напряжение половины вторичной обмотки;
$I_2 = I_{2макс}/\sqrt{2}$ — действующее значение тока вторичной обмотки.

Конструкция трансформатора существенно влияет на характеристики преобразователя напряжения.

При мощности преобразования до 1 *квт* наиболее эффективными являются трансформаторы, выполненные на тороидальных магнитопроводах. В них малые габариты и незначительные потери достигаются выбором тонких ленточных магнитных материалов и увеличением плотности тока в обмотках, поскольку они хорошо охлаждаются. Минимальная индуктивность рассеяния достигается тем, что первичная (коллекторная) обмотка трансформатора наматывается первой на магнитопроводе, причем ее обе половины наматывают одновременно двумя проводами, располагая их равномерно по всему периметру.

Число витков первичной (коллекторной) обмотки насыщающегося трансформатора определяется из уравнения

$$w_к = \frac{U_1 \cdot 10^4}{4f B_s S_c K_c}, \quad (17\text{-}147)$$

где $w_к$ — число витков половины первичной (коллекторной) обмотки для трансформатора со средней точкой или число витков первичной обмотки для мостовых и полумостовых схем и переключающих трансформаторов;
$U_1$ — напряжение на первичной обмотке трансформатора.

Величина $U_1$ зависит от схемы преобразователя: для схемы со средней точкой

$$U_1 = U_п - \Delta U_{к.н}; \quad (17\text{-}148)$$

для мостового преобразователя

$$U_1 = U_п - 2\Delta U_{к.н}; \quad (17\text{-}149)$$

для полумостового преобразователя

$$U_1 = 0{,}5\,(U_п - \Delta U_{к.н}). \quad (17\text{-}150)$$

Напряжение $U_1$ для переключающего трансформатора $Тр_2$ (рис. 17-59) определяется с учетом падения напряжения на сопротивлении обратной связи

$$U_1 = 2\,(U_п - \Delta U_{к.н}) - U_{R\,о.с}. \quad (17\text{-}151)$$

Обычно падение напряжения на сопротивлении $R_{о.с}$ принимается $U_{Rо.с} = 0{,}5\,U_п$.

Расчет числа витков первичной обмотки трансформатора преобразователя напряжения с *RC*-цепью или выходного трансформатора для схемы преобразователя с переключающим трансформатором производится также по формуле (17-147), но с учетом величины рабочей индукции, которая выбирается меньше индукции насыщения

$$B_m = (0{,}7 \div 0{,}8)\,B_s. \quad (17\text{-}152)$$

Число витков базовой обмотки определяется по формуле

$$w_б = w_к \frac{U_б}{U_1}. \quad (17\text{-}153)$$

Число витков выходной обмотки равно:

$$w_2 = w_к \frac{U_2}{U_1}. \quad (17\text{-}154)$$

Выбор сечения проводов обмоток производится по действующему значению тока,

протекающего в цепи коллектора, $I_к$, определяемому по формуле

$$I_к = \frac{I_{к.макс}}{\sqrt{2}}, \quad (17\text{-}155)$$

и в цепи базы

$$I_б = \frac{I_к b}{B_{ст.мин}}. \quad (17\text{-}156)$$

Действующее значение тока во вторичной обмотке зависит от характера нагрузки. При активной нагрузке или при работе на выпрямитель, выполненный по мостовой схеме или схеме удвоения,

$$I_2 = I_{2макс}, \quad (17\text{-}157)$$

а при двухтактном выпрямителе со средней точкой

$$I_2 = \frac{I_{2макс}}{\sqrt{2}}. \quad (17\text{-}158)$$

По вычисленному значению тока определяется диаметр проводов обмоток

$$d = 1{,}13\sqrt{\frac{I_i}{j}}. \quad (17\text{-}159)$$

Рассмотрим переходный процесс переключения в транзисторе.

Характерным для преобразователя напряжения с самовозбуждением и насыщающимся трансформатором является кратковременное возрастание тока коллектора в момент запирания транзистора. Поскольку транзистор при этом находится в активной области, на нем рассеивается значительная мощность.

Основными причинами увеличения тока коллектора силовых транзисторов являются влияние пассивной области базы транзистора и эффект модуляции толщины базовой области [Л. 18]. Амплитудное значение тока коллектора

$$I_{к.макс} = I_б B_{ст} \gamma,$$

где $\gamma$ — коэффициент, учитывающий инерционные свойства транзистора.

Для сплавных низкочастотных транзисторов коэффициент $\gamma > 1$ и возрастает с увеличением напряжения питания. Для транзисторов типов П214, П210 при $U_п = 15 \div 30$ *в* $\gamma = 1{,}3 \div 1{,}5$.

При выборе транзисторов по току необходимо, чтобы расчетное значение тока $I_{к.м}$ не превышало максимально допустимого тока для данного типа транзистора, определяемого по техническим условиям.

В преобразователях, выполненных на мощных высокочастотных дрейфовых транзисторах, после выхода транзистора из режима насыщения ток коллектора сразу начинает уменьшаться, что свидетельствует об отсутствии у дрейфовых транзисторов эффекта модуляции толщины базовой области. При расчете тока коллектора в этом случае следует принимать $\gamma = 1$.

Фронт выходного напряжения в автогенераторе с достаточной для инженерной практики точностью можно считать линейным. Длительность его зависит от приведенного сопротивления нагрузки, параметров схемы и частотных свойств транзисторов и определяется по формуле

$$t_ф \approx \frac{2\tau_к R_б}{R'_н \gamma n_б B_{ст}}; \quad (17\text{-}160)$$

Здесь $\tau_к$ — постоянная времени транзистора, определяемая в активной области параметрами нормального включения

$$\tau_к = \frac{B_{ст}}{2\pi f_\alpha}, \quad (17\text{-}161)$$

где $f_\alpha$ — граничная частота транзистора.

Для получения в преобразователе выходного напряжения с короткими фронтами необходимо применять высокочастотные транзисторы с малым $\tau_к$ или транзисторы с большим коэффициентом усиления по току ($B_{ст}$). Из уравнений (17-160) и (17-137) видно, что сократить время переключения транзистора и облегчить запуск преобразователя можно, уменьшая сопротивление резистора $R_б$ в цепи базы. Достигается это шунтированием резисторов $R_б$ конденсаторами $C_б$.

На участке выключения, при наличии конденсаторов $C_б$, когда транзистор выходит из режима насыщения и напряжения на базовых обмотках начинают уменьшаться, к переходу эмиттер — база закрывающегося транзистора прикладывается обратное напряжение, равное разности напряжений на конденсаторе и на базовой обмотке. Через базовую цепь транзистора начинает протекать обратный ток, вызывающий рассасывание избыточных носителей из базовой области. В результате протекания обратного тока через базовую цепь транзистора длительность процесса выключения существенно сокращается. После смены полярности напряжения на обмотках трансформатора через базовую цепь отпирающегося транзистора будет протекать ток, ограниченный только входным сопротивлением транзистора, так как конденсатор успевает разрядиться (17-138). Это приводит также к уменьшению длительности времени включения второго транзистора.

Длительность фронтов выходного напряжения при наличии конденсаторов $C_б$ может быть получена из выражения (17-160), в котором сопротивление $R_б$ необходимо заменить на входное сопротивление транзистора $r_{вх}$.

Величина динамических потерь в транзисторе преобразователя напряжения определяется с учетом длительности времени переходного процесса и законов изменения напряжения и тока коллектора. Учитывая, что коэффициент характеризующий возрастание тока коллектора в момент выключения, лежит в пределах $\gamma = 1 \div 1{,}5$, а напряжение на коллекторе изменяется по линейному закону от нуля до величины $2U_п$.

динамические потери в транзисторе определяют по формуле

$$\Delta P_{дин} \approx \frac{1,2U_п^2 \tau_к f}{R_н'}.$$

Средняя мощность потерь, которая определяет тепловой режим *p-n* перехода транзистора и размеры радиатора, с достаточной для инженерной практики точностью равна сумме потерь в режиме насыщения и динамических потерь на переключение

$$P_{ср} = \frac{1}{2} I_к \Delta U_{к.н} + \frac{1,2U_п^2 \tau_к f}{R_н'}. \quad (17\text{-}162)$$

**Пример**. Рассчитаем преобразователь напряжения по схеме на рис. 17-54, *б* по следующим исходным данным: $U_п=14$ *в*; $U_2=20$ *в*; нагрузка активная $I_2=1$ *а*; $f=1$ *кгц*.

Расчет. Определим по формуле (17-139) величину тока, который коммутируется транзисторами, задавшись ориентировочно величиной к. п. д. преобразователя напряжения $\eta_п=0,8$,

$$I_к = \frac{1\cdot 20}{0,8\cdot 14} = 1,8\ а.$$

Определим амплитуду напряжения на коллекторе. Для двухтактной схемы преобразователя согласно формуле (17-141)

$$U_{э.к} = 2,2\cdot 14 \approx 31\ в.$$

Полученным расчетным значениям тока $I_к$ и напряжения $U_{э.к}$ удовлетворяет транзистор типа П215. Для него при данном токе величина $\Delta U_{к.н}=0,5$ *в*; $B_{ст.мин}=20$; $U_{э.б}=0,4$ *в*.

Рассчитаем цепи смещения преобразователя напряжения. Величина базового резистора $R_б$ определяется по выбранному напряжению обратной связи базовых обмоток $U_б$, коэффициенту запаса по насыщению *b* и с учетом входного напряжения транзистора $U_{э.б}$. Зададимся $U_б=3$ *в*, $b=2$. Тогда согласно (17-142)

$$R_б = \frac{(3-0,4)\,20}{1,8\cdot 2} = 15\ ом.$$

Задавшись величиной напряжения смещения на резисторе $R_б$, равной $U_{Rб}=0,3$ *в*, определим величину пускового сопротивления делителя (17-143)

$$R_{см} = \frac{15\cdot 14}{0,3} = 700\ ом.$$

Для трансформатора преобразователя напряжения выбираем тороидальный магнитопровод из пермаллоя 34НКМП, толщина ленты 0,1 *мм*, $B_s=1,5$ *тл*. Находим габаритную мощность трансформатора. Для заданного вида нагрузки имеем (17-146):

$$P_г = 1,3\cdot 20\cdot 1 = 26\ ва.$$

Задавшись значениями величин

$\eta_т=0,85$; $j=3$ *а/мм²*; $K_c=0,8$; $K_0=0,3$,

определяем по формуле (17-145) произведение $S_c S_0$ для выбора магнитопровода

$$S_c S_0 = \frac{26\cdot 10^2}{2\cdot 10^3\cdot 1,5\cdot 3\cdot 0,85\cdot 0,8\cdot 0,3} = 1,44\ см^4.$$

Выбираем магнитопровод ОЛ25/35-5 с площадью сечения $S_c=0,25$ *см²*.

Определяем число витков половины коллекторной обмотки трансформатора по формуле (17-147) с учетом (17-148)

$$w_к = \frac{(14-0,5)\,10^4}{4\cdot 10^3\cdot 1,5\cdot 0,25\cdot 0,8} = 112.$$

По заданному напряжению обратной связи $U_б=3$ *в* определяем число витков половины базовой обмотки (17-153)

$$w_б = \frac{112\cdot 3}{14-0,5} = 25.$$

Определяем число витков вторичной обмотки (17-154)

$$w_2 = \frac{112\cdot 20}{14-0,5} = 166.$$

Определяем действующее значение тока коллекторной обмотки (17-155)

$$I_к = \frac{1,8}{\sqrt{2}} = 1,28\ а.$$

Определяем действующее значение тока базы (17-156)

$$I_б = \frac{1,28\cdot 2}{20} = 0,128\ а.$$

Определяем согласно формуле (17-159) диаметры проводов обмоток:

коллекторной

$$d_1 = 1,13\sqrt{I_к/j} = 1,13\sqrt{1,28/3} = 0,75\ мм;$$

базовой

$$d_2 = 1,13\sqrt{I_б/j} = 1,13\sqrt{0,128/3} = 0,23\ мм;$$

выходной

$$d_3 = 1,13\sqrt{I_2/j} = 1,13\sqrt{1/3} = 0,65\ мм.$$

Определяем среднее значение мощности потерь в транзисторе преобразователя напряжения. Для транзистора П215 постоянная времени коллекторной цепи согласно (17-161) $\tau_к=32$ *мксек*.

Приведенное к коллекторной цепи сопротивление нагрузки равно:

$$R_н' = \frac{U_2}{I_2}\left(\frac{w_к}{w_2}\right)^2 = \frac{20}{1}\left(\frac{112}{166}\right)^2 = 9,2\ ом.$$

Среднее значение мощности потерь в транзисторе согласно (17-162) равно:

$$P_{ср} = \frac{1,8 \cdot 0,5}{2} + \frac{1,2 \cdot 14^2 \cdot 32 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3}{9,2} =$$

$$= 0,45 + 0,72 = 1,17 \text{ вт}.$$

### Схемы преобразователей напряжения с усилителями мощности

При преобразовании больших мощностей, а также когда необходимо уменьшить влияние изменений нагрузки на параметры преобразователя или с малой затратой мощности стабилизировать или регулировать частоту преобразователя, применяют преобразователи напряжения с задающим генератором и усилителем мощности.

В качестве задающего генератора может быть использована любая из ранее рассмотренных схем преобразователей с самовозбуждением. При питании от источников с низким напряжением чаще всего применяются двухтактные схемы со средней точкой или с $RC$-цепью, а при питании от источников с повышенным напряжением могут применяться мостовые задающие генераторы.

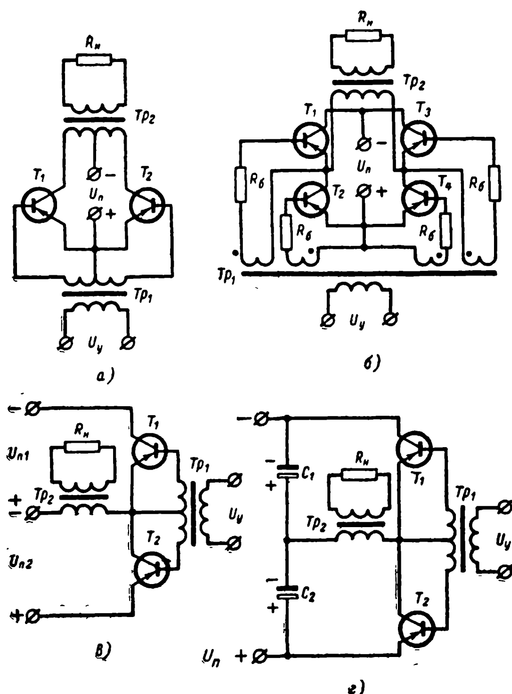


Рис. 17-63. Схемы усилителей мощности.

В усилителях мощности наибольшее распространение получили двухтактная схема (рис. 17-63, *а*) и мостовая (рис. 17-63, *б*). Полумостовые схемы применяются реже, так как они более сложны и требуют либо отвода от средней точки источника питания (рис. 17-63, *в*), либо установки двух конденсаторов (рис. 17-63, *г*). Емкость этих конденсаторов должна быть достаточно большой, чтобы во время заряда и разряда напряжение на них изменялось незначительно.

Двухтактные усилители мощности (рис. 17-63, *а*) применяются для усиления небольшой мощности (до 100 *вт*) и при питании от источников с низким напряжением (не более 15—25 *в*). Усилитель выполняется на двух транзисторах $T_1$ и $T_2$ и выходном трансформаторе $Тр_2$. Напряжение управления $U_у$ на усилитель мощности подается через трансформатор $Тр_1$ от задающего генератора. Под действием входного напряжения в первый полупериод один из транзисторов, например $T_1$, отпирается и находится в режиме насыщения, а второй $T_2$ запирается и находится в режиме отсечки. Во второй полупериод управляющего напряжения транзисторы переключаются. Через открытый транзистор напряжение питания $U_п$ прикладывается к первичной обмотке выходного трансформатора, создавая на его вторичной обмотке напряжение прямоугольной формы.

Выходные трансформаторы в усилителях мощности работают в линейном режиме. Габаритная мощность трансформатора в двухтактной схеме приблизительно на 20% больше, чем в других схемах; кроме того, трансформатор следует выполнять с хорошей магнитной связью между первичными полуобмотками, что вызывает определенные технологические трудности его изготовления. Потери в первичной обмотке у такого трансформатора больше, чем у трансформаторов других схем, при одинаковом весе.

В двухтактной схеме усилителя к закрытому транзистору прикладывается удвоенное напряжение питания. Здесь также из-за влияния индуктивности рассеяния возможны перенапряжения. Ориентировочно можно производить выбор транзисторов по напряжению между коллектором и эмиттером, определяемому по формуле (17-141).

В мостовом усилителе мощности (рис. 17-63, *б*) управляющее напряжение $U_у$ подается от задающего генератора через трансформатор $Тр_1$ на все транзисторы. При этом базовые обмотки включаются так, что одновременно два транзистора находятся в режиме насыщения, например $T_1$ и $T_4$, а транзисторы $T_2$ и $T_3$ находятся в режиме отсечки. К последним прикладывается напряжение, равное напряжению источника питания, а с учетом возможных перенапряжений

$$U_{э.к} \approx 1,2 U_п. \qquad (17\text{-}163)$$

В следующий полупериод происходит переключение транзисторов.

В мостовой схеме использование трансформатора значительно лучше, чем в двухтактной схеме; кроме того, при одинаковой выходной мощности в мостовой схеме за

счет повышения напряжения питания могут быть уменьшены потери в транзисторах. Поэтому к. п. д. мостовой схемы оказывается выше, чем двухтактной. Мостовые усилители мощности находят широкое применение при усилении большой мощности и при питании от источников с повышенным напряжением.

Полумостовые схемы усилителей мощности (рис. 17-63, *в, г*) выполняются на двух транзисторах. Два других транзистора заменяются или источником питания со средней точкой, или двумя конденсаторами.

Конденсаторы должны быть рассчитаны на пропускание полного тока, потребляемого от источника питания.

Для всех схем усилителей мощности ток, коммутируемый транзистором, можно определить по формуле (17-139), причем для полумостовых схем величина напряжения питания $U_п$ равна

$$U_{п1} \text{ или } \frac{U_п}{2}.$$

Если при расчете величина тока коллектора превышает максимально допустимое значение $I_{к.макс}$ для транзисторов данного типа, то в усилителях мощности применяется их параллельное соединение. Количество параллельно включаемых транзисторов определяется по формуле

$$n_т = \frac{I'_к}{I_{к.макс}}, \quad (17\text{-}164)$$

где $I'_к$ — расчетное значение тока коллектора.

Для линеаризации входных характеристик в базу каждого из параллельно включаемых транзисторов включается резистор $R_б$, величина которого выбирается из условия, чтобы падение напряжения на нем в номинальном режиме составляло примерно $(0{,}5 \div 3)\ U_{б.э}$.

Динамические потери в транзисторе усилителя мощности состоят из мощности потерь при включении и выключении и определяются по приближенной формуле

$$\Delta P_{дин} \approx I_к U_{э.к} \tau_к f K_д,$$

где

$$K_д = \frac{b(2b+1)+3}{18b}$$ — коэффициент, характеризующий зависимость динамических потерь от величины коэффициента запаса по насыщению $b$.

При определении средней мощности, рассеиваемой транзистором, можно пренебречь весьма малыми потерями в режиме отсечки. Тогда

$$P_{ср} \approx \frac{1}{2} I_к \Delta U_{к.н} + I_к U_{э.к} \tau_к f K_д. \quad (17\text{-}165)$$

Зависимость коэффициента $K_д$ от величины $b$ приведена на рис. 17-64; из нее следует, что минимальное значение динамических потерь в транзисторе достигается при $b = 1{,}2 \div 1{,}5$. Однако при такой величине коэффициента $b$ падение напряжения $\Delta U_{к.н}$ и потери на транзисторе в режиме насыщения (рис. 17-58) составляют значительную величину. Оптимальное значение средних потерь в транзисторе достигается при $b = 1{,}5 \div 3$. Однако с ростом частоты преобразования из-за возрастающего влияния динамических потерь оптимальное значение коэффициента $b$ снижается. Это видно из кривых на рис. 17-65 для преобразователя на транзисторах П210А при $I_к = 4$ *а* и $U_п = 20$ *в*.

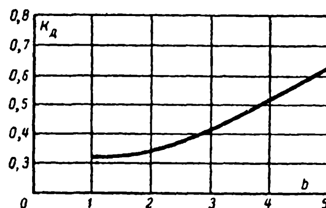



Рис. 17-64. Зависимость коэффициента динамических потерь от кратности тока базы $b$.

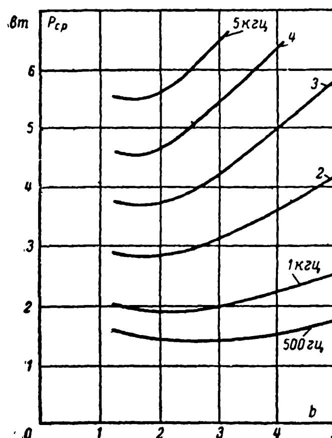



Рис. 17-65. Зависимость средней мощности потерь в транзисторе преобразователя от кратности тока базы $b$.

**Пример.** Рассчитаем усилитель мощности, собранный по мостовой схеме (рис. 17-63, *б*) и имеющий следующие данные: $U_п = 27$ *в*; выходное напряжение $U_2 = 200$ *в*; нагрузка активная $I_2 = 1$ *а*; частота $f = 1$ *кгц*.

Расчет. Определим максимальный ток, коммутируемый транзисторами, задавшись к. п. д. выходного каскада $\eta_п = 0{,}9$.

Согласно уравнению (17-139)

$$I'_к = \frac{200 \cdot 1}{0,9 \cdot 27} = 8,2\ a.$$

Найдем амплитуду напряжения эмиттер — коллектор (17-163)

$$U_{э.к} = 1,2 \cdot 27 = 33\ в.$$

Полученным данным больше всего соответствуют транзисторы П210А. Однако при таком токе коллектора необходимо применить параллельное включение, поскольку в режиме переключения при $U_{э.к} = 33$ *в* транзисторы П210А рекомендуется нагружать током не более 2,0—2,5 *a*.

Определим количество необходимых транзисторов для параллельного включения (17-164)

$$n_т = \frac{8,2}{2} \approx 4.$$

При этом максимальный ток через каждый транзистор будет равен

$$I_к = \frac{I'_к}{n_т} = \frac{8,2}{4} = 2,05\ a.$$

Определим необходимый ток возбуждения усилителя мощности. Для выбранных транзисторов П210А, работающих в расчетном режиме, $B_{ст.мин} = 20$. Зададимся коэффициентом запаса по насыщению $b = 2$ тогда согласно (17-156)

$$I_б = \frac{2,05 \cdot 2}{20} = 0,205\ a.$$

Суммарный базовый ток с учетом параллельного включения транзисторов равен:

$$I'_б = I_б n_т = 4 \cdot 0,205 = 0,82\ a.$$

Определяем требуемое напряжение на базовых обмотках возбуждения

$$U_б = U_{э.б} + U_{Rб},$$

где $U_{э.б}$ — падение напряжения на входе транзистора в режиме насыщения;

$U_{Rб}$ — падение напряжения на резисторе $R_б$.

Сопротивление резистора $R_б$ принимается, как правило, не менее входного сопротивления транзистора. При этом достигается стабилизация тока при изменении нагрузки преобразователя и при разбросах параметров транзисторов. Для транзисторов П210А

$$U_{э.б} = 0,4\ в \text{ и } r_{вх} = \frac{U_{э.б}}{I_б} = \frac{0,4}{0,205} \approx 2\ ом.$$

Зададимся величиной $R_б = 5$ *ом*. Тогда

$$U_б = 0,4 + 0,205 \cdot 5 = 1,4\ в.$$

Определим выходную мощность задающего генератора. Она находится по полученным расчетным значениям тока и напряжения базовой цепи усилителя мощности. В мостовой схеме одновременно открыты два транзистора, поэтому выходная мощность задающего генератора удваивается

$$P_{з.г} = 2I_б U_б = 2 \cdot 0,82 \cdot 1,4 = 2,3\ вт.$$

Полученное значение мощности используется для расчета задающего генератора (преобразователя напряжения с самовозбуждением) по ранее приведенной методике.

Определяем среднюю мощность потерь. Для транзистора П210А $f_\alpha = 100$ *кгц*. Тогда по формуле (17-161)

$$\tau_к = \frac{20}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^3} = 32 \cdot 10^{-6}\ сек.$$

По графику на рис. 17-64 для выбранного значения $b = 2$ определяем $K_д = 0,35$. Полагаем $\Delta U_{к.н} = 0,5$ *в*. Тогда средняя мощность потерь в одном транзисторе согласно (17-165) равна:

$$P_{ср} = \frac{2,05 \cdot 0,5}{2} + 2,05 \cdot 33 \cdot 32 \cdot 10^{-6} \times$$
$$\times 1\,000 \cdot 0,35 = 0,51 + 0,76 = 1,27\ вт.$$

Электрический расчет выходного трансформатора усилителя мощности проводится так же, как и для преобразователя напряжения с самовозбуждением. Отметим только, что в усилителе мощности выходной трансформатор работает в линейном режиме и индукция в его сердечнике выбирается в соответствии с формулой (17-152).

### Стабилизация напряжения преобразователей

Изменение входного питающего напряжения всегда вызывает изменение амплитуды выходного напряжения преобразователя, а во многих схемах и изменение его частоты. В устройствах электропитания в большинстве случаев требуется, чтобы выходное напряжение преобразователя поддерживалось с заданной точностью. Для этого применяются различные способы стабилизации выходного напряжения преобразователей. Наибольшее распространение получили амплитудные и фазовые способы регулирования, блок-схемы которых представлены на рис. 17-66.

В стабилизированных преобразователях, выполненных по блок-схеме на рис. 17-66, *а*, осуществляется централизованное регулирование входного напряжения питания $U_п$. Стабилизатор постоянного напряжения поддерживает неизменным напряжение питания преобразователя, с выхода которого снимается стабильное переменное напряжение. Поскольку выходное напряжение преобразователя имеет прямоугольную форму, то этот способ стабилизации применяется тогда, когда от преобразователя необходимо

получить несколько выходных выпрямленных и переменных напряжений с почти одинаковой стабильностью по среднему и действующему значениям (3—5%). Если с преобразователя снимается одно напряжение, за которым следит схема регулирования (пунктир на рис. 17-66, *а*), то стабильность его может быть повышенной (порядка 1—2%).

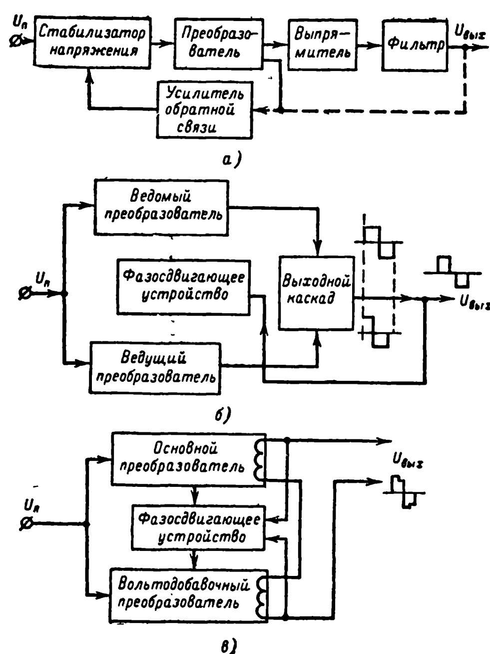



Рис. 17-66. Блок-схемы стабилизированных преобразователей напряжения.

Централизованный стабилизатор напряжения в блок-схеме на рис. 17-66, *а* может работать в линейном или ключевом режиме. Достоинствами линейного стабилизатора являются простота схемы и возможность получения малого выходного динамического сопротивления и пульсации. К его недостаткам относятся значительная потеря мощности в регулирующем элементе и в связи с этим большие габариты радиаторов. Централизованный линейный стабилизатор целесообразно применять при малой мощности и при небольших пределах изменения напряжения первичного источника питания. Расчет линейных стабилизаторов приведен в § 17-7.

Более экономичными являются централизованные стабилизаторы напряжения, регулирующий элемент которых работает в ключевом режиме. Стабилизация выходного напряжения в них осуществляется путем изменения относительной длительности включенного и выключенного состояний транзистора, который также рассчитывается на пропускание и коммутацию полного тока нагрузки. Однако потери в регулирующем транзисторе здесь оказываются значительно меньшими, чем в линейном стабилизаторе; они определяются в основном потерями в цепи коллектора в режиме насыщения и переключения.

Недостатком ключевых стабилизаторов является то, что величина пульсации и динамическое выходное сопротивление в них оказываются значительно большими, чем в линейных стабилизаторах напряжения.

Централизованный ключевой стабилизатор целесообразно применять при широких пределах изменения напряжения первичного источника питания, поскольку его к. п. д. мало зависит от пределов изменения напряжения питания.

Стабилизация питающего напряжения преобразователей применяется при небольшой выходной мощности — порядка 50—70 *вт*. В более мощных преобразователях стабилизация выходного напряжения осуществляется с помощью широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Стабилизированный преобразователь с ШИМ, блок-схема которого приведена на рис. 17-66, *б*, состоит из двух задающих генераторов, синхронизированных фазосдвигающим устройством, и выходного усилителя мощности, к которому подключаются выпрямители с фильтрами. В основе работы стабилизированных преобразователей такого типа лежит принцип модуляции ширины импульсов выходного переменного напряжения в зависимости от изменения входного постоянного напряжения питания. Возможна стабилизация по среднему или действующему значению выходного напряжения. Существуют два вида модуляции — полная и частичная.

При полной модуляции выходное напряжение преобразователя имеет форму двухполярных прямоугольных импульсов с регулируемой длительностью и разрывом на нуле (рис. 17-66, *б*).

В стабилизированных преобразователях с частичной модуляцией форма выходного напряжения не имеет разрывов на нуле (рис. 17-66, *в*), поэтому величина пульсации выпрямленного напряжения в таких схемах меньше, чем при полной широтно-импульсной модуляции. Частичная модуляция реализуется за счет применения вольтодобавочного преобразователя напряжения. Однако схемы управления таких устройств многоэлементны и сложны.

Если преобразователи с ШИМ, стабилизированные по среднему значению выходного напряжения, нагружаются на выпрямители, то их фильтры должны начинаться с дросселей, чтобы сохранить стабильность выпрямленных напряжений по среднему значению.

## ЛИТЕРАТУРА


1. Терентьев Б. П., Электропитание радиоустройств, Связьиздат, 1948.
2. Мазель К. Б., Теория и расчет выпрямителя, работающего на емкость, с учетом индуктивности рассеяния трансформатора, Госэнергоиздат, 1957.

3. Векслер Г. С., Тетельбаум Я. И., Электропитание радиоустройств, изд-во «Техника», Киев, 1964.

4. Мазель К. Б., Электронные фильтры для выпрямительных устройств, «Электросвязь», 1962, № 5.

5. Штильман В. И., Расчет сглаживающих фильтров на транзисторах, «Радиотехника», 1963, № 3.

6. Белопольский И. И., Пикалова Л. Г., Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Госэнергоиздат, 1963.

7. Мазель К. Б. Стабилизаторы напряжения и тока. Госэнергоиздат, 1955.

8. Мазель К. Б., Применение усилителей и катодной компенсацией в электронных стабилизаторах напряжения, «Электросвязь», 1960, № 9,

9. Карпов В. И., Полупроводниковые стабилизаторы напряжения, Госэнергоиздат, 1963.

10. Додик С. Д., Полупроводниковые стабилизаторы постоянного напряжения и тока, изд-во «Советское радио», 1962.

11. Агапов М. В., Пихута А. В., Электрическая защита полупроводниковых источников питания, изд-во «Советское радио», 1966.

12. Агапова М. Г., Гальперин Е. И., Основы тепловых расчетов полупроводниковых приборов с радиаторами, в сб. «Полупроводниковые приборы и их применение», вып. 14, 1965.

13. Кузьменко М. И., Сиваков А. Р., Полупроводниковые преобразователи постоянного напряжения, Госэнергоиздат, 1961.

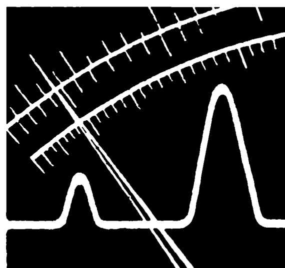
14. Журавлев А. А., Мазель К. Б., Преобразователи постоянного напряжения на транзисторах, изд-во «Энергия», 1964.

15. Коссов О. А., Усилители мощности на транзисторах в режиме переключений, изд-во «Энергия», 1964.

16. Хасаев О. И., Транзисторные преобразователи напряжения и частоты, изд-во «Наука», 1966.

17. Моин В. С., Переходный процесс переключения транзисторов в схемах статических преобразователей, «Электротехника», 1964, № 9.

18. Васильева И. К., Вересов Г. П., Найвельт Р. С., Ромаш Э. М., Анализ переходных процессов в транзисторах преобразователя напряжения, в сб. «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи», вып. 1, 1967.



# РАЗДЕЛ 18

# РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА



СОДЕРЖАНИЕ

## 18-1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Измерение электрической величины заключается в сравнении ее с помощью электрических мер и измерительных приборов с определенным значением этой величины, принятым за единицу.

Мера представляет собой конкретный образец (катушку индуктивности, резистор, конденсатор, нормальный элемент и т. д.), с известной точностью воспроизводящий единицу измерения (генри, ом, фараду, вольт и т. д.), либо ее кратное или дробное значение. Для воспроизведения различных значений одной и той же электрической величины применяют магазины мер (штепсельные или рычажные) и меры с переменным значением (переменные резисторы, конденсаторы переменной емкости, вариометры и др.), снабженные шкалами и указателями.

Измерительным прибором называется устройство, служащее для прямого или косвенного сравнения измеряемой величины с мерами. В большинстве приборов прямого сравнения для установления соотношения между мерами и измеряемой величиной используются явления резонанса, нулевых биений или производится уравновешивание (балансировка) измерительной схемы. В приборах косвенного сравнения отсчет производится непосредственно по шкале стрелочного или другого индикатора, предварительно отградуированного при помощи мер.

По назначению меры и измерительные приборы разделяются на рабочие и образцовые. Первые служат для практических целей измерений, вторые предназначены для воспроизведения и хранения единиц измерения. Образцовые меры и приборы, воспроизводящие единицу измерений с наивысшей достижимой при данном состоянии техники точностью, называются эталонами. Образцовые меры и приборы ограниченной точности используются для проверки и градуировки всякого рода мер и приборов, а в практике научно-исследовательских и производственных лабораторий — и в качестве рабочих мер и приборов.

Способность измерительного прибора измерять малые значения электрических величин характеризуется его чувствительностью. Для большинства стрелочных приборов чувствительность определяют как отношение перемещения указателя (в линейных или угловых единицах либо в числе делений шкалы) к изменению измеряемой величины, вызвавшему это перемещение (например, 5 делений на миллиампер; 10 *мм/в*). Величина, обратная чувствительности, называется постоянной прибора. Для градуированной шкалы постоянная прибора является ценой деления.

Радиоизмерительная техника характеризуется большим разнообразием групп, подгрупп и типов применяемых мер и измерительных приборов (см. § 18-3) в связи с многочисленностью электрических и радиотехнических величин, подлежащих измерению, и чрезвычайно широкими пределами их возможных значений.

Радиоэлектронные методы измерений благодаря своей высокой чувствительности и точности широко применяются в различных областях науки и техники для точного контроля, измерения и регулировки самых разнообразных физических величин. давления, температуры, влажности и т. д.

Все меры и измерительные приборы, находящиеся в эксплуатации, подлежат обязательной периодической проверке в поверочных учреждениях Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР. При ведомственной проверке и градуировке измерительной аппаратуры в случае отсутствия образцовых приборов применяют рабочие приборы более высокого класса точности, чем проверяемые.

## 18-2. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ

### Виды погрешностей

Результат измерений $A_0$ может отличаться от действительного значения измеряемой величины $A$, определенного по образцовому прибору, вследствие наличия погрешностей у мер и измерительных приборов, а также возможности появления ошибок при снятии и обработке данных измерений. Разность

$$\Delta A = A - A_0$$

называется абсолютной погрешностью измерений.

Точность измерений более полно характеризуют относительной погрешностью измерений

$$\gamma = \frac{\Delta A}{A_0} \cdot 100\%.$$

У большинства стрелочных приборов абсолютная погрешность для всех точек рабочей части шкалы примерно одинакова, тогда как относительная погрешность уменьшается от начала шкалы к ее концу. Сравнительная оценка точности стрелочных приборов обычно производится по величине приведенной относительной погрешности

$$\gamma_{пр} = \frac{\Delta A}{A_п} \cdot 100\%,$$

равной отношению абсолютной погрешности к верхнему пределу шкалы $A_п$. Для приборов с логарифмическим, гиперболическим или степенным характером шкалы (например, для омметров) приведенная погреш-

ность выражается в процентах (долях) рабочей части шкалы.

Погрешность, имеющаяся при работе прибора в нормальных условиях, называется основной. При отклонении условий измерений от нормальных появляются дополнительные погрешности. К ним относятся погрешности, вызываемые влиянием внешних электрических и магнитных полей, изменением температуры, напряжения или частоты источников питания, частоты или формы кривой измеряемой электрической величины и т. д.

Согласно ГОСТ 1845-59 стрелочные электроизмерительные приборы разделяются по точности на восемь классов: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5 и 4,0, где класс точности численно определяется максимально допустимой величиной основной приведенной погрешности $\gamma_{пр}$. Для различных групп (или подгрупп) радиоизмерительных приборов деление по классам точности устанавливается специальными государственными стандартами (ГОСТ) или техническими условиями (ТУ) по допустимым значениям относительной или абсолютной погрешности, а в некоторых случаях — и той и другой одновременно (например, допустимая погрешность измерения емкости $\pm 3\%$ $\pm 5$ *пф*); при больших значениях измеряемой величины (емкости) основное значение имеет относительная погрешность, а при малых — абсолютная.

Измерения прямые и косвенные характеризуются способом получения численного значения измеряемой величины. При прямых или непосредственных измерениях значение измеряемой величины находят по показаниям измерительного прибора, проградуированного непосредственно в единицах этой величины. В данном случае погрешность измерительного прибора является и погрешностью измерений. При косвенных измерениях результат измерения вычисляют на основе данных прямых измерений нескольких величин, связанных с измеряемой известной функциональной зависимостью. Если измеряемая величина определяется как сумма или разность нескольких других однородных величин

$$A = A_1 \pm A_2 \pm A_3,$$

каждая из которых измерена с относительной погрешностью соответственно $\gamma_1$, $\gamma_2$, $\gamma_3$, то возможная относительная погрешность измерения величины $A$

$$\gamma_A = \frac{|A_1\gamma_1| + |A_2\gamma_2| + |A_3\gamma_3|}{A}.$$

Например, если три резистора с сопротивлениями $R_1=1$ *ком*, $R_2=2$ *ком* и $R_3=6$ *ком*, измеренными (или заданными) с относительной погрешностью соответственно $\gamma_1=20\%$, $\gamma_2=10\%$ и $\gamma_3=5\%$, соединить последовательно, то относительная погрешность общего сопротивления $R=R_1+R_2+R_3=9$ *ком* может достигать значения $\gamma_R=8\%$.

Если искомая величина $A$ вычисляется как произведение или отношение найденных путем прямых измерений величин $B$, $C$ и $D$ в соответствии с формулой

$$A = B^k C^m D^n$$

(где $k$, $m$ и $n$ — постоянные численные коэффициенты, положительные или отрицательные), то возможная относительная погрешность

$$\gamma_A = \sqrt{(k\gamma_B)^2 + (m\gamma_C)^2 + (n\gamma_D)^2},$$

где $\gamma_B$, $\gamma_C$ и $\gamma_D$ — соответственно относительные погрешности измерения величин $B$, $C$ и $D$. Например, если при определении мощности по формуле $P=I^2R$ получены данные: $I=0,5$ *а* при $\gamma_I=3\%$ и $R=2$ *ком* при $\gamma_R=8\%$, то мощность $P=0,5^2\cdot 2\,000=$ $=500$ *вт* при $\gamma_P=\sqrt{(2\gamma_I)^2+(\gamma_R)^2}=10\%$.

### Повышение точности измерений

При измерениях для каждого измерительного прибора принимается заранее установленная согласно техническим характеристикам или паспортным данным точность. Однако точность измерений может быть значительно выше точности примененных приборов; это достигается учетом погрешностей и исключением их влияния при выполнении и обработке результатов измерений. По характеру проявления погрешности измерений разделяются на систематические, случайные и промахи.

Систематическими погрешностями называются такие, величина и знак которых в процессе измерений остаются постоянными или изменяются по известному закону. Они могут быть вызваны недостатками измерительных приборов (неточная градуировка шкалы, мертвый ход механизмов регулировки), неудачной схемой измерения, влиянием внешних регулярно действующих факторов (температуры, влажности) и т. п. Систематические погрешности могут быть исключены правильной постановкой измерений и устранением посторонних влияний или введением поправок к показаниям приборов. Поправки $\delta$ определяются при периодической проверке прибора для всех отмеченных цифрами делений шкалы и прилагаются к прибору в виде таблицы или графика. Поправка равна абсолютной погрешности прибора, взятой с обратным знаком, т. е. $\delta=-\Delta A$. С учетом поправки действительное значение измеряемой величины

$$A = A_0 + \delta.$$

Случайными погрешностями называются такие, которые не подчиняются определенным закономерностям или закон изменения которых неизвестен. К ним относятся погрешности, вызванные случайными изменениями внешних условий или напря-

жений питания, воздействием различных помех, неточностью отсчета по шкале и т. п. Их наличие проявляется в том, что при повторных измерениях в одних и тех же условиях получаются несколько различные числовые результаты. Влияние случайных погрешностей можно учесть посредством многократного повторения измерений одной и той же величины и математической обработки результатов измерений при помощи методов статистики и теории вероятностей.

При достаточно большом числе измерений наиболее достоверным значением измеряемой величины является *среднее арифметическое* $A_{ср}$ из всех полученных отсчетов $A_1, A_2, ..., A_n$

$$A_{ср} = \frac{A_1 + A_2 + \dots + A_n}{n}.$$

Точность полученного значения $A_{ср}$ характеризуется величиной его *среднеквадратичной погрешности*

$$\sigma = \sqrt{\frac{\alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \dots + \alpha_n^2}{n-1}},$$

где

$$\alpha_1 = A_1 - A_{ср};\ \alpha_2 = A_2 - A_{ср}; \dots;$$
$$\alpha_n = A_n - A_{ср}$$

есть *остаточные погрешности.*

*Вероятная погрешность ряда измерений* характеризуется величиной $2\sigma/3$; как следует из теории, вероятность появления погрешностей, больших или меньших этого значения, совершенно одинакова.

*Предельная погрешность* характеризуется величиной $3\sigma$; превышение этого значения в среднем происходит 1 раз за 370 измерений. Таким образом, при учете систематических погрешностей вероятностные пределы, в которых заключено действительное значение измеряемой величины, определяются по формуле

$$A = A_{ср} \pm 3\sigma.$$

Если вместо $3\sigma$ подставить в формулу $2\sigma/3$, то получим пределы наиболее вероятных значений измеряемой величины.

Промахами называются чрезмерно большие (превышающие $3\sigma$) случайные погрешности, явно искажающие результат измерений. Они вызываются грубыми ошибками при отсчете или записи показаний прибора, неправильной схемой его включения, резкими кратковременными изменениями условий измерения и т. п. Измерения, содержащие промахи, исключаются при обработке как ошибочные.

**Пример.** При измерении прибором емкости конденсатора получены отсчеты (с поправкой на систематические погрешности): 502, 505, 496, 509, 492, 501, 570 и 495 *пф*. Предпоследний результат (570 *пф*) как явный промах исключается. Поэтому число измерений $n=7$ и

$$C_{ср} = (502 + 505 + 496 + 509 + 492 + 501 + 495):7 = 500\ пф.$$

Находим остаточные погрешности $C_0 - C_{ср}$:

$$+2,\ +5,\ -4,\ +9,\ -8,\ +1 \text{ и } -5\ пф.$$

Тогда среднеквадратичная погрешность

$$\sigma = \sqrt{\frac{4+25+16+81+64+1+25}{7-1}} = 6\ пф.$$

Действительное значение измеряемой величины можно считать находящимся в пределах

$$C_{ср} - 3\sigma \leqslant C \leqslant C_{ср} + 3\sigma$$

или

$$482\ пф \leqslant C \leqslant 518\ пф.$$

Наиболее вероятное ее значение

$$C = C_{ср} \pm 2\sigma/3 = 500 \pm 4\ пф.$$

## 18-3. КЛАССИФИКАЦИЯ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

Радиоизмерительные приборы по назначению разделяются на 18 групп, каждая из которых состоит из нескольких подгрупп.

Классификация предусматривает следующие группы и подгруппы:

**В — приборы для измерения напряжения и тока:** 1 — установки для поверки вольтметров; 2 — вольтметры постоянного тока; 3 — вольтметры переменного тока; 4 — вольтметры импульсные; 5 — вольтметры фазочувствительные (вектометры); 6—вольтметры селективные; 7 — вольтметры универсальные, вольтамперметры и вольтомметры; 8 — измерители отношения напряжений и токов; 9 — амперметры и установки для их поверки.

**М — приборы для измерения мощности:** 1 — установки для поверки измерителей мощности; 2 — измерители (ваттметры) проходящей мощности; 3—измерители (ваттметры) поглощаемой мощности; 4 — мосты для измерителей мощности на термисторах и болометрах; 5 — головки терморезисторные и болометрические для измерителей мощности.

**Е — приборы для измерения параметров элементов и цепей с сосредоточенными постоянными:** 1 — установки для поверки измерителей параметров; 2 — меры активных сопротивлений; 3 — меры индуктивностей; 4 — меры емкостей; 5 — меры проводимостей; 6 — измерители сопротивлений на постоянном токе; 7 — измерители индуктивно-

стей, 8 — измерители емкостей, 9 — измерители добротностей, 10 — измерители полных сопротивлений и проводимостей, 11 — измерители электрических и магнитных свойств материалов, 12 — измерители параметров универсальные

**Р — приборы для измерения параметров элементов и трактов с распределенными постоянными:** 1 — линии измерительные, 2— измерители коэффициента стоячей волны, коэффициента фазы, 3 — измерители полных сопротивлений и проводимостей, 4 — измерители комплексных коэффициентов передач, 5 — измерители кабельных линий, 6 — установки для поверки измерителей параметров

**Ч — приборы для измерения частоты:** 1 — установки для поверки измерителей частоты и воспроизведения образцовых частот, 2 — частотомеры резонансные, 3 — частотомеры электронносчетные, 4 — частотомеры гетеродинные, 5 — калибраторы и опорные генераторы кварцевые, 6 — умножители, делители, преобразователи, переносчики и синхронизаторы частот сигналов, 7 — измерители нестабильности частот, приборы для сличения частот сигналов.

**Ф — приборы для измерения сдвига фаз и времени запаздывания:** 1 — установки для поверки приборов, 2 — фазометры, 3 — фазовращатели измерительные, 4 — измерители группового времени запаздывания, 5 — измерители корреляции

**С — приборы для наблюдения и исследования формы сигналов и спектра:** 1 — осциллографы, 2 — измерители коэффициента амплитудной модуляции, 3 — измерители девиации частоты, 4 — анализаторы спектра, 5 — анализаторы гармоник, 6 — измерители коэффициента нелинейных искажений, 7 — установки для поверки приборов

**Х — приборы для наблюдения и исследования характеристик радиоустройств:** 1 — приборы для наблюдения амплитудно-частотных характеристик, 2 — приборы для наблюдения переходных характеристик, 3 — приборы для измерения фазо-частотных характеристик, 4 — приборы для наблюдения амплитудных характеристик, 5 — измерители коэффициента шума, 6 — установки для поверки приборов

**И — приборы для импульсных измерений:** 1 — установки для поверки импульсных приборов, 2 — измерители временных интервалов, 3 — счетчики числа импульсов, 4 — анализаторы импульсов амплитудные

**У — усилители измерительные:** 1 — усилители постоянного напряжения, 2 — усилители переменного напряжения селективные, 3 — усилители переменного напряжения широкополосные, 4 — усилители универсальные

**П — приборы для измерения напряженности поля и радиопомех:** 1 — установки для поверки приборов, 2 — индикаторы поля, 3 — измерители напряженности поля, 4 — измерители радиопомех, 5 — приемники измерительные, 6 — антенны измерительные, 7 — приборы и установки для антенных измерений

**Д — приборы для измерения ослаблений, аттенюаторы и делители напряжений.** 1 — установки для поверки аттенюаторов, 2 — аттенюаторы на сопротивлениях, 3 — аттенюаторы емкостные и поляризационные, 4 — аттенюаторы предельные, 5 — аттенюаторы поглощающие, 6 — делители напряжения, 7 — измерители ослаблений (затуханий).

**Г — генераторы измерительные:** 1 — установки для поверки, 2 — генераторы шумовых (флуктуационных) сигналов, 3 — генераторы сигналов, 4 — генераторы стандартных сигналов, 5 — генераторы импульсов, 6 — генераторы сигналов специальной формы, 7 — свипгенераторы

**Л — Измерители параметров приемно-усилительных маломощных электровакуумных и полупроводниковых приборов:** 1 — измерители параметров приемно-усилительных ламп, 2 — измерители параметров полупроводниковых приборов

**Б — источники питания для измерений и измерительных приборов.** 1 — источники постоянного тока, 2 — источники переменного тока, 3 — источники постоянного и переменного тока комбинированные, 4 — источники калиброванных напряжений и токов, 5 — преобразователи напряжения и тока

**К — аппаратура контроля радиоэлектронных устройств.** 1 — установки контроля и измерений комплексные, 2 — приборы для контроля и измерений встраиваемые, 3 — установки и приборы для записи, регистрации и анализа результатов измерений и контроля.

**Э — функциональные узлы и модули коаксиальных и волноводных трактов измерительных приборов.**

**Я — функциональные узлы и модули радиоизмерительных приборов:** 1 — узлы схем и блоков автоматики, 2 — узлы импульсных схем и блоков, 3 — узлы приемно-усилительных схем и блоков, 4 — узлы генераторных схем и блоков, 5 — узлы схем и блоков питания, 6 — узлы датчиков-преобразователей

Условное обозначение радиоизмерительного прибора (меры) складывается из буквенного обозначения группы, номера подгруппы и порядкового номера данного прибора в своей подгруппе Между цифрами ставится черточка (дефис) В случае модернизации или усовершенствования прибора к его условному обозначению в конце добавляется буква А (при первой модернизации), Б (при второй) и т д по порядку Например, генератор стандартных сигналов модернизированный Г4-1А (старое название ГСС-6А)

Комбинированные приборы классифицируются по основной измеряемой или выдаваемой ими величине, для их отличия после обозначения группы ставится буква К Например ампервольтоммегр ВК7-1 (ТТ 3) относят к группе приборов для измерения напряжения

Комплект приборов относят к той группе, к которой относится основная величина, измеряемая или выдаваемая этим комплектом. При обозначении комплекта приборов вместо номера подгруппы ставится нуль.

## 18-4. ПРИБОРЫ МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Основную часть приборов магнитоэлектрической системы составляет измеритель (магнитоэлектрический механизм). Угол отклонения стрелки измерителя пропорционален току, который проходит по

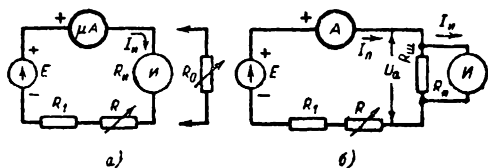



Рис. 18-1. Схемы измерения электрических данных и градуировки приборов магнитоэлектрической системы.

*а* — измерителей; *б* — амперметров.

виткам подвижной рамки, помещенной в сильном поле постоянного магнита. Поэтому измерители имеют равномерную шкалу, высокую чувствительность и мало восприимчивы к внешним магнитным полям. Они выполняются всех классов точности и пригодны для измерений только постоянного тока.

Благодаря высокой чувствительности и точности магнитоэлектрические измерители широко используют для измерения и переменного тока, а также для измерения многих неэлектрических величин, применяя их совместно с полупроводниковыми, электронными, фотоэлектрическими, электромеханическими или термопреобразователями.

Измерители характеризуются:

*током полного отклонения* $I_и$, вызывающим отклонение стрелки на всю шкалу;

*внутренним сопротивлением* $R_и$,

а также напряжением полного отклонения $U_и = I_и R_и$ и потребляемой мощностью $P_и = I_и^2 R_и$.

Измерители имеют следующие данные: $I_и = 10$ *мка* $\div$ 30 *ма*; $R_и = 10 \div 5\,000$ *ом*; $U_и = 0{,}03 \div 0{,}5$ *в*; $P_и < 3$ *мвт* и используются в микро- и миллиамперметрах, амперметрах и вольтметрах.

Высокочувствительные измерители, служащие для измерения весьма малых токов (менее 0,01 *мка*) и напряжений (менее 1 *мкв*) называются гальванометрами. Они используются в основном в схемах измерений методом сравнения и часто имеют неградуированную шкалу с нулем посредине. Гальванометры магнитоэлектрической системы выполняются двух конструкций: с подвижной рамкой и с подвижным магнитом.

Если электрические данные измерителя магнитоэлектрической системы неизвестны, то наиболее точно они могут быть определены по схеме на рис. 18-1 *а*. Реостатом $R$ в цепи, питаемой источником постоянного тока, устанавливают ток $I_и$, фиксируемый по отклонению на всю шкалу стрелки измерителя *И* и отсчитываемый по образцовому микроамперметру $\mu A$. Затем параллельно измерителю подключают образцовый магазин сопротивлений и изменением его сопротивления до значения $R_0 = R_и$ добиваются уменьшения тока через измеритель точно в 2 раза по сравнению с током в общей цепи.

### Миллиамперметры и амперметры магнитоэлектрической системы

Для расширения предела измерения измерителя по току до нужного значения $I_п = NI_и$ измеритель включают параллельно *шунту* сопротивлением

$$R_ш = \frac{R_и}{N-1}.$$

Через этот шунт ответвляется часть измеряемого тока. В зависимости от пределов измеряемого тока измеритель с шунтом называют микроамперметром, миллиамперметром или амперметром.

Шунты к миллиамперметрам изготовляют из манганиновой или константановой проволоки, а шунты на большие токи — из листового манганина. Диаметр проволоки должен удовлетворять следующему условию:

$$d \geqslant 0{,}92\sqrt{I_п},$$

где $d$ — диаметр проволоки, *мм*;

$I_п$ — предельный ток, на который рассчитывается прибор, *а*.

При этом плотность тока в шунте не превышает 1,5 *а/мм²*, что необходимо во избежание его перегрева и изменения сопротивления.

Для точной подгонки сопротивления шунта собирают схему рис. 18-1, *б*. Реостатом $R$ поддерживают в цепи предельное значение измеряемого тока $I_п$, отсчитываемое по образцовому амперметру $A$, и регулировкой сопротивления шунта добиваются отклонения стрелки измерителя *И* на всю шкалу. Эту же схему можно применить для градуировки шкалы измерителя в новых значениях измеряемого тока или для проверки градуировки по току измерительных приборов.

Для уменьшения температурной погрешности измерений, вызванной различной зависимостью от температуры сопротивлений рамки измерителя и шунта, последовательно с измерителем иногда включают манганиновое сопротивление; погрешность снижает-

ся во столько же раз, во сколько увеличивается сопротивление цепи измерителя.

Для того чтобы высокая точность сохранялась в широком диапазоне измеряемых токов, прибор должен иметь несколько переключаемых шунтов, рассчитанных на различные значения предельного тока $I_п$

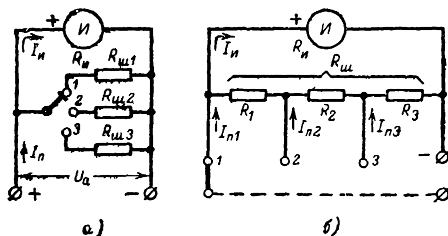


Рис. 18-2. Схемы амперметров магнитоэлектрической системы.

*а* — с переключаемыми шунтами; *б* — с универсальным шунтом.

(рис. 18-2, *а*). При этом ползунок переключателя должен переходить с одного контакта на другой без разрыва цепи. Величину тока измеряют на том пределе, которому соответствует отсчет, возможно более близкий к концу шкалы.

Более надежными в работе являются *многопредельные амперметры с универсальными шунтами* (рис. 18-2, *б*), в которых переключение пределов измерений может производиться простыми переключателями или путем использования системы гнезд.

Если выбраны пределы измерений

$$I_{п1} = NI_и;\ I_{п2} = N_1 I_{п1};\ I_{п3} = N_2 I_{п2} \text{ и т. д.},$$

то полные сопротивления универсального шунта и его отдельных частей определяются по формулам:

$$R_ш = \frac{R_и}{N-1};\quad R_1 = R_ш \frac{N_1 - 1}{N_1};$$

$$R_2 = R_ш \frac{N_2 - 1}{N_1 N_2};\quad R_3 = R_ш \frac{N_3 - 1}{N_1 N_2 N_3} \text{ и т. д.}$$

## Особенности измерения постоянных токов

Для измерения тока прибор включают последовательно в исследуемую цепь (рис. 18-1, *б*); это приводит к увеличению общего сопротивления цепи и уменьшению тока в ней. Относительная величина уменьшения тока определяется отношением $U_а/E$, где $U_а$ — падение напряжения на амперметре при предельном измеряемом токе, а $E$ — э. д. с., действующая в цепи. Следовательно, прибор будет мало влиять на режим цепи при выполнении условия $U_а << E$. В многопредельных амперметрах с переключаемыми шунтами на всех пределах

$$U_а = U_и = I_и R_и.$$

В амперметрах с универсальными шунтами в зависимости от предела измерений

$$U_а = I_и R_и \div I_и (R_и + R_ш);$$

возрастание значения $U_а$ является недостатком этих приборов.

Если в исследуемой цепи протекает пульсирующий или импульсный ток, то магнитоэлектрический амперметр будет измерять постоянную составляющую этого тока. В этом случае параллельно прибору включают конденсатор большой емкости, имеющий малое сопротивление для переменной составляющей тока. Место включения прибора в высокочастотные цепи выбирают таким образом, чтобы один из его зажимов непосредственно или через конденсатор большой емкости соединялся с корпусом.

## Вольтметры магнитоэлектрической системы

Магнитоэлектрические измерители при непосредственном подключении к элементам электрической цепи могут быть использованы лишь в качестве милливольтметров постоянного тока с пределом измерения, равным напряжению полного отклонения $U_и = I_и R_и$. Для расширения предела измерения до значения $U_п = NU_и$ последовательно с измерителем включают *добавочное сопротивление*

$$R_д = R_и (N - 1).$$

Измеритель с добавочным сопротивлением называют вольтметром.

Добавочные сопротивления бывают в виде катушек из манганиновой или константановой проволоки или резисторов; в вольтметрах невысокого класса точности применяют непроволочные добавочные сопротивления повышенной стабильности (например,

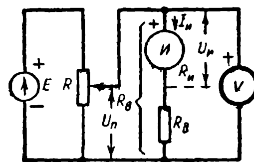


Рис. 18-3. Схема регулировки (градуировки) вольтметра магнитоэлектрической системы.

резисторы типа КВМ или МЛП), допустимая мощность рассеяния которых должна удовлетворять условию

$$P_{рас} \geqslant 5U_п^2/R_д.$$

Для точной подгонки сопротивления $R_д$ собирают схему рис. 18-3. Потенциометром

$R$ поддерживают в цепи предельное напряжение $U_п$, отсчитываемое по образцовому вольтметру $V$, и регулировкой сопротивления $R_д$ добиваются отклонения стрелки измерителя $И$ на всю шкалу. Эту же схему можно использовать для градуировки шкалы измерителя в новых значениях измеряемого напряжения или для проверки градуировки по напряжению различных приборов.

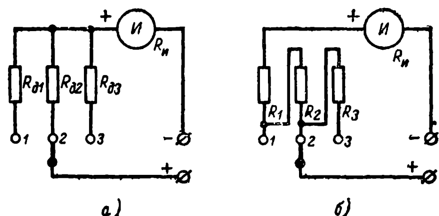



Рис. 18-4. Схемы многопредельных вольтметров магнитоэлектрической системы.

*Многопредельный вольтметр* может быть осуществлен в двух основных вариантах, представленных на рис. 18-4. Схема на рис. 18-4, *б* более экономична по расходу деталей, но уступает схеме на рис. 18-4, *а* в отношении надежности работы. Величина каждого сопротивления схемы на рис. 18-4, *б* находится как разность добавочных сопротивлений двух смежных пределов.

### Особенности измерения постоянных напряжений

Для измерения напряжения вольтметр подключают параллельно исследуемому участку цепи (рис. 18-3); это приводит к уменьшению общего сопротивления данного участка и измеряемого напряжения. Относительная величина уменьшения напряжения определяется отношением

$$\frac{R_ц}{R_в+R_ц},$$

где $R_ц$ — полное сопротивление схемы (цепи) между точками включения вольтметра, а

$$R_в = R_д + R_и = \frac{U_п}{I_и}$$

есть *входное сопротивление вольтметра*. Следовательно, вольтметр будет мало влиять на режим цепи при $R_в >> R_ц$.

Сравнительную оценку качества различных вольтметров в отношении влияния на режим цепей производят по величине их *относительного входного сопротивления*, приходящегося на 1 *в* предельного измеряемого напряжения и равного

$$\frac{R_в}{U_п} = \frac{1}{I_и},$$

или по величине предельного потребляемого ими тока $I_и$. Высокоомными считаются вольтметры, имеющие отношение

$$\frac{R_в}{U_п} \geqslant 5\,000\ ом/в\ (\text{или ток } I_и \leqslant 200\ мка);$$

в большинстве случаев они пригодны для измерения напряжений в цепях анодов и экранирующих сеток радиоламп.

Если в исследуемой цепи действует пульсирующее или импульсное напряжение, то магнитоэлектрический вольтметр будет измерять постоянную составляющую этого напряжения. При этом вольтметр следует включать так, чтобы его измеритель соединялся с зажимом цепи, имеющим более низкий потенциал.

**Измерение тока при помощи вольтметра.** Если вольтметром измерить падение напряжения $U$ на известном сопротивлении $R$, включенном в цепи измеряемого тока $I$, то величину последнего (при выполнении условия $R_в >> R$) можно рассчитать по закону Ома $I = U/R$.

## 18-5. ПРИБОРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

**Принцип действия и схема.** В приборах выпрямительной системы измеряемые переменные токи и напряжения преобразуются с помощью полупроводниковых выпрямителей в постоянный ток, регистрируемый магнитоэлектрическим измерителем. Вследствие недостаточно высокой временно́й и температурной стабильности параметров выпрямителей (особенно купроксных) и наличия заметной емкости между их электродами приборы выпрямительной системы имеют класс точности не выше 1,5 и непригодны для измерений на частотах выше 5—10 *кгц*. Температурная погрешность приборов достигает 3—4% на каждые 10° С, а частотная 1% на 1 *кгц*. Шкалы приборов, за исключением небольшого начального участка, почти равномерны. При использовании высокочастотных германиевых и кремниевых диодов и чувствительных измерителей частотный диапазон приборов удается расширить до десятков мегагерц; при этом шкала прибора получается нелинейной, близкой к квадратичной.

Выпрямительная часть прибора может быть собрана по однополупериодной или двухполупериодной схеме. При однополупериодной схеме (рис. 18-5) диод $Д_1$ пропускает через измеритель $И$ одну полуволну переменного тока; полуволна тока обратного направления проходит через диод $Д_2$. Резистор $R = R_и$ служит для выравнивания сопротивления выпрямительной части для токов обоих направлений. При измерении синусоидального тока с действующим значением $I$ среднее значение тока, отклоняющее стрелку измерителя, $I_0 \approx 0{,}45\ I$; поэтому при токе полного отклонения измерителя $I_и$ предельное действующее значение измеряе-

мого выпрямительной частью прибора переменного тока

$$I_в \approx I_и/0,45 = 2,22\,I_и.$$

Более высокая чувствительность по току может быть получена при двухполупериодной схеме (рис. 18-6), в которой измеритель *И* включается в диагональ моста, образованного четырьмя диодами. Одну половину периода ток протекает через диоды $Д_1$ и $Д_3$, а другую — через диоды $Д_2$ и $Д_4$;

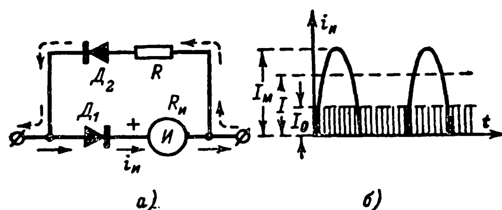



Рис. 18-5. Однополупериодная схема прибора выпрямительной системы (*а*) и график изменения тока $i_и$, протекающего через измеритель *И* (*б*).

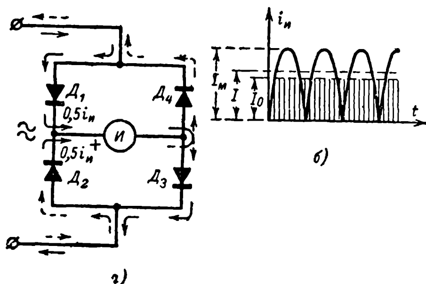



Рис. 18-6. Двухполупериодная схема прибора выпрямительной системы (*а*) и график изменения тока $i_и$ (*б*).

через измеритель ток проходит оба полупериода в одном и том же направлении. Поэтому постоянная составляющая тока $I_0 \approx \approx 0,9\,I$, а предельное значение измеряемого тока $I_в \approx 1,11\,I_и$.

Недостаток двухполупериодной схемы по сравнению с однополупериодной состоит в некотором расширении нелинейного участка шкалы из-за уменьшения напряжения, приложенного к каждому диоду. В практических схемах вместо двух смежных диодов иногда включают резисторы сопротивлением порядка тысяч ом; это хотя и увеличивает предельное значение тока $I_в$, но зато повышает температурную стабильность работы прибора и улучшает линейность шкалы.

Градуировка шкал приборов выпрямительной системы выполняется в действующих значениях синусоидального тока. Если форма кривой измеряемого тока отличается от синусоиды, то возникает погрешность, пропорциональная изменению коэффициента формы кривой

$$K_ф = I/I_0.$$

Для расчета прибора выпрямительной системы необходимо знать данные его выпрямительной части: ток полного отклонения $I_в$, напряжение полного отклонения $U_в$ и номинальное сопротивление переменному току $r_в = U_в/I_в$; их можно определить опытным путем по схеме, аналогичной приведенной на рис. 18-1, *а* и питаемой от источника переменного тока.

Благодаря возможности использования чувствительных магнитоэлектрических измерителей приборы выпрямительной системы могут иметь высокую чувствительность по переменному току, определяемую значениями $I_в \approx 0,1$ *ма* и $U_в \approx 0,2$ *в*.

## Миллиамперметры и амперметры выпрямительной системы

Для расширения предела измерения по току до значения $I_п = NI_в$ параллельно выпрямительной части прибора включают шунт сопротивлением

$$R_ш = \frac{r_в}{N-1}.$$

Многопредельный амперметр (миллиамперметр) может быть выполнен с переключаемыми шунтами; при этом на каждом пределе измерений он должен иметь отдельную шкалу вследствие зависимости сопротивления диодов от величины проходящего по ним тока. Использование одной и той же шкалы (с кратными множителями к ней) на различных пределах достигается при работе прибора с универсальным шунтом по схеме, аналогичной приведенной на рис. 18-2, *б*; недостатком последней является возможность возрастания падения напряжения на приборе до нескольких вольт с увеличением предельного значения измеряемого тока.

## Вольтметры выпрямительной системы

Для расширения предела измерения по напряжению до значения $U_п = NU_в$ последовательно с выпрямительной частью включают добавочное сопротивление

$$R_д = r_в(N-1).$$

В многопредельных вольтметрах применяют несколько переключаемых добавочных сопротивлений, которые в целях уменьшения частотной погрешности должны быть безындукционными, например непроволочными или с бифилярной намоткой. Чем больше $R_д$, тем линейнее шкала. К цепям пульсирующего напряжения вольтметр подключают через конденсатор емкостью порядка 1 *мкф*.

Для измерения напряжений на выходе радиоприемников и усилителей низкой частоты применяются специальные вольтметры — и з м е р и т е л и  в ы х о д а. Они имеют на всех пределах входное сопротивление порядка 20 *ком*, примерно равное сопротивлению одной пары высокоомных телефонов на частоте 1 *кгц*. Простая схема трехпредельного измерителя выхода приведена на

рис. 18-7. На пределе *1* входное сопротивление вольтметра

$$R_в = R_{д1} + r_в = U_{п1}/I_в.$$

При переходе на другие пределы

$$U_{п2} = N_1 U_{п1} \text{ и } U_{п3} = N_2 U_{п2}.$$

Измеряемые напряжения подводятся к исходной схеме через делители напряжения,

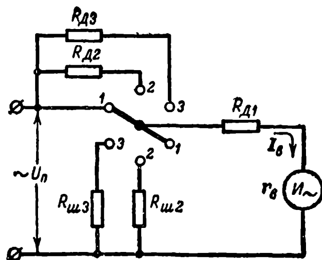


Рис. 18-7. Схема измерителя выхода.

сопротивления которых выбираются по формулам:

$$R_{д2} = \frac{N_1 - 1}{N_1} r_в; \quad R_{ш2} = \frac{r_в}{N_1 - 1};$$

$$R_{д3} = \frac{N_1 N_2 - 1}{N_1 N_2} r_в; \quad R_{ш3} = \frac{r_в}{N_1 N_2 - 1}.$$

При этом сохраняется постоянство входного сопротивления $R_в$ и достигаются заданные пределы измерений при общей шкале для всех кратных пределов.

Промышленностью выпускаются различные типы приборов выпрямительной системы, работающие в частотном диапазоне от 50 *гц* до 10—20 *кгц*: однопредельные микроамперметры Ц28 и Ц29 (с верхними пределами измерений от 25 до 500 *мка*), миллиамперметры и вольтметры Ц25 и Ц26 (с верхними пределами от 1 до 500 *ма* и от 3 до 300 *в*), а также многопредельные измерители выхода ИВ-5 (со шкалами от 3 до 1 000 *в*), В3-10А (со шкалами от 0,3 до 300 *в*) и др.

## 18-6. ПРИБОРЫ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Для измерения токов в широком диапазоне частот от десятков герц до мегагерц применяются приборы термоэлектрической системы; их действие основано на преобразовании переменного тока в постоянный при помощи термопреобразователя. Последний содержит подогреватель *П*, включенный в цепь измеряемого тока, и термопару *Т*, состоящую из двух разнородных проволочек (рис. 18-8); между концами термопары включается чувствительный магнитоэлектрический измеритель. Термопреобразователи могут быть *контактные* (подогреватель и термопара соединяются в точке *а* посредством сварки или спайки, рис. 18-8, *а*) и *бесконтактные* (подогреватель и термопара разделены изолятором — бусинкой из стекла или фарфора, окисью тантала и др., рис. 18-8, *б*). При прохождении по подогревателю измеряемого тока в результате нагрева точки соединения проводников термопары возникает термо-э. д. с., создающая в цепи термопары и измерителя постоянный ток. Градуировка шкалы, произведенная в действующих значениях тока, не зависит от формы кривой тока; шкала имеет квадратичный характер, и ее начальная часть от 0 до 20% предельного значения шкалы для отсчета не используется.

Проводники термопары изготовляют из металлов, значительно различающихся по своим термоэлектрическим свойствам (например, железо — константан, хромель — алюмель, хромель — копель и др.) и допускающих высокую температуру нагрева (до 600° С), при которой термо- э. д. с. достигает 30—50 *мв*. Сопротивление проводников термопары — порядка десятков ом. Для уменьшения потерь тепла на излучение и повышения чувствительности прибора термопреобразователи помещают в стеклянный баллон, в котором создан вакуум. Чувствительность также повышается при использовании термопреобразователя, содержащего несколько термопар, соединенных последовательно (рис. 18-8, *в*), параллельно или смешанно.

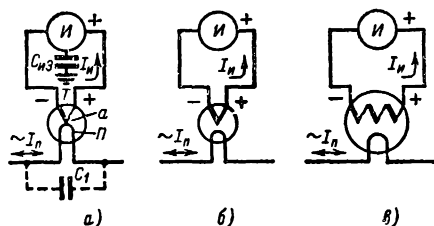


Рис. 18-8. Приборы термоэлектрической системы.

Подогреватели изготовляют из материалов с высоким удельным сопротивлением, например из чугунной, нихромовой или золото-палладиевой проволоки; диаметр последней зависит от предельного значения измеряемого тока, которое выбирается от 1 *ма* до 50 *а*. Падение напряжения на подогревателе при предельном токе 0,2—0,8 *в*. Подогреватели очень чувствительны к перегрузкам и перегорают при токе, большем предельного на 20—50%.

Класс точности термоэлектрических приборов не выше 1,0. Приборы с бесконтактными термопреобразователями обладают большой тепловой инерцией — до 4—5 *сек*. Верхняя рабочая частота ограничивается возрастанием активного сопротивления подогревателя вследствие поверхностного эф-

фекта, а в приборах с контактными термопреобразователями (рис. 18-8, *а*) — также ответвлением части измеряемого тока через цепь термопары и емкость $C_{из}$ между измерителем и землей.

Термоэлектрические приборы применяются в основном для измерения высокочастотных токов в цепях передающих антенн и колебательных контуров. В качестве вольтметров высокой частоты они применяются редко вследствие трудности изготовления безреактивных добавочных сопротивлений. Так как термоэлектрический амперметр представляет для исследуемой цепи комплексное сопротивление, состоящее из активного сопротивления и индуктивности подогревателя, емкости между входными зажимами и емкости самого прибора по отношению к корпусу, то для уменьшения влияния прибора на режим схемы и частотной погрешности его обычно включают в участок цепи с возможно более низким потенциалом и удаляют, по возможности, от металлических предметов.

Промышленностью выпускаются различные типы однопредельных термоэлектрических приборов: миллиамперметры щитовые Т20, Т22 (с верхними пределами от 50 до 1 000 *ма*) и переносные Т13, Т15 (с пределами от 1 до 500 *ма*), работающие на частотах до 40—100 *Мгц*; амперметры щитовые Т23, Т25, Т26 и переносные Т12, Т14 (с верхними пределами от 1 до 50 *а* и предельной рабочей частотой 7,5—25 *Мгц*); вольтметры Т16, Т17 (с пределами от 75 *мв* до 30 *в*) и др.

## 18-7. ПРИБОРЫ ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Электростатические вольтметры применяются для измерения как постоянного, так и переменного напряжения до частот порядка 30—40 *Мгц*. Они основаны на взаимодействии электрически заряженных металлических тел и выполняются со стрелочными или световыми указателями. Приборы со световыми указателями имеют повышенную чувствительность и точность; они дают правильные показания лишь при строго определенном пространственном положении, устанавливаемом по уровню. При транспортировке прибора его подвижную часть закрепляют арретиром.

В электростатических вольтметрах потребление мощности от исследуемых цепей практически отсутствует. Класс точности не выше 1,5. При измерениях на высоких частотах существенное значение имеет входная емкость, которая совместно с индуктивностью подводящих напряжение проводников образует последовательный колебательный контур и определяет собственную резонансную частоту вольтметра. Градуировка шкалы — в действующих значениях измеряемого напряжения. Шкала неравномерная, начальная ее часть до 15—30% предельного значения для отсчета не используется. Чувствительность низкая: предельное значение шкалы не менее 30 *в* и может достигать десятков киловольт. Приборы подвержены влиянию внешних электрических полей, для защиты от которых имеют электростатические экраны, заземляемые при работе.

Промышленностью выпускаются однопредельные электростатические вольтметры С50, С95 (с верхними пределами от 30 до 3 000 *в* и входной емкостью 4—10 *пф*), трехпредельные киловольтметры С96, С100 (с пределами от 7,5 до 100 *кв* и входной емкостью 12—18 *пф*) и др.

## 18-8. ЭЛЕКТРОННЫЕ ВОЛЬТМЕТРЫ

Электронные вольтметры применяются для измерения постоянных и переменных напряжений в цепях радиоустройств. Этим приборам свойственны: высокая чувствительность и широкие пределы измерений, большое входное сопротивление, широкий диапазон рабочих частот — от постоянного тока до сотен мегагерц, способность выдерживать большие перегрузки.

К недостаткам вольтметров относятся: необходимость питания от стабильных источников постоянного или переменного тока, необходимость регулировки прибора перед началом измерений, значительные габариты и вес.

Согласно ГОСТ 9781-61 электронные вольтметры в зависимости от величины допустимой основной погрешности разделяются по точности на семь классов: 0,5; 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 6,0 и 10,0.

### Электронные вольтметры постоянного тока

Эти приборы состоят из усилителя постоянного тока на электронных лампах или транзисторах и чувствительного магнитоэлектрического измерителя — микроамперметра.

Простейшая схема лампового электронного вольтметра приведена на рис. 18-9, *а*. При отсутствии измеряемого напряжения $U_x$ через измеритель *И* протекает начальный анодный ток триода $I_{a0}$. При подаче на сетку лампы напряжения $U_x$ в зависимости от полярности последнего происходит увеличение или уменьшение анодного тока, что позволяет шкалу измерителя проградуировать в значениях $U_x$. Для повышения чувствительности и точности перед началом измерений реостатом $R_0$ устанавливают стрелку измерителя на нуль шкалы, создавая через него компенсирующий ток $I_0$, равный по величине, но противоположный по направлению току $I_{a0}$.

Измеряемое напряжение обычно подводится к сетке лампы с отрицательной по-

лярностью; это удобнее потому, что лампа работает без сеточных токов при большом входном сопротивлении — порядка десятков мегом. Величина входного сопротивления определяется в основном сопротивлением резистора утечки $R_1$ и качеством изоляции входной цепи. Возможная перегрузка измерителя (при запирании лампы) ограничивается величиной $I_0$. Для ограничения перегрузки прибора при случайной подаче на его вход большого положительного напряжения в цепь сетки включается резистор

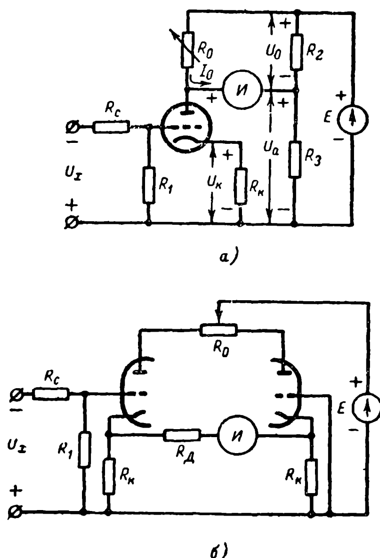



Рис. 18-9. Схемы электронных ламповых вольтметров постоянного тока.

$R_c$ сопротивлением порядка нескольких мегом. Для повышения стабильности работы и улучшения линейности шкалы применена отрицательная обратная связь, напряжение которой $U_к = -I_a R_к$ подается на сетку лампы в качестве отрицательного смещения и противодействует любым изменениям режима лампы.

Схема установки нуля измерителя представляет собой по существу мост постоянного тока (§ 18-9), в одну диагональ которого включен источник анодного питания, а в другую — измеритель. Одно из плеч этого моста содержит нелинейный элемент — лампу, внутреннее сопротивление которой изменяется при колебаниях напряжений питания и изменении внешних условий. Последнее является причиной *дрейфа нуля* (т. е. установка нуля, произведенная перед началом работы, нарушается в процессе измерений).

Лучшие результаты дает применение в вольтметре балансной схемы (рис. 18-9, *б*), содержащей два однотипных триода, специально подобранных по идентичности их параметров. Отклонение стрелки измерителя определяется разностью анодных токов ламп. Так как изменение напряжений питания вызывает примерно одинаковое изменение анодных токов обеих ламп, то установка нуля (произведенная регулировкой анодного напряжения резистором $R_0$) становится более устойчивой.

Однокаскадный вольтметр можно построить с наименьшим верхним пределом измерений порядка десятых долей вольта. Расширение предела измерений в сторону больших напряжений достигается увеличением отрицательной обратной связи, увеличением сопротивления в цепи измерителя либо применением входных делителей напряжения. Для превращения прибора в милливольтметр используют один или несколько каскадов предварительного усиления постоянного напряжения.

Простейшая схема транзисторного электронного вольтметра приведена на рис. 18-10. Ее правая часть представляет собой весьма чувствительный микроамперметр на основе усилителя, включенного по схеме с общим эмиттером. При коэффициенте усиления по току транзистора β стрелка измерителя отклоняется на всю шкалу при входном токе $I_п \approx I_и/\beta$. Например, при $\beta = 30$ и $I_и = 300$ *мка* ток $I_п \approx 10$ *мка*, что позволяет получить вольтметр с относительным входным сопротивлением 100 *ком/в*. Подстроечный резистор $R_ш$ служит для подгонки требуемой чувствительности прибора, а реостат $R_0$ — для установки нуля. Расчет добавочных сопротивлений производится так же, как для магнитоэлектрических вольтметров. Недостатком прибора является пониженная точность измерений вследствие трудности подбора стабильных высокоомных резисторов и дрейфа нуля, обусловленного неустойчивостью параметров транзистора. Для повышения точности измерительную часть выполняют по симметричной балансной схеме с двумя идентичными по параметрам транзисторами, а перед измерениями производят калибровку шкалы вольтметра на одном из пределов по образцовому напряжению.

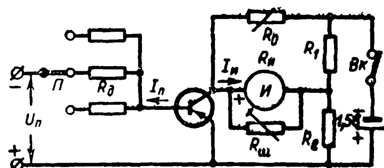


Рис. 18-10. Схема транзисторного электронного вольтметра постоянного тока.

Промышленностью выпускаются многопредельные электронные вольтметры постоянного тока В2-3 (МПТ-1) с верхними пределами измерений от 300 *мкв* до 1 000 *мв*, имеющие входное сопротивление 2—5 *Мом* и основную погрешность измерений 3—5%.

## Электронные вольтметры переменного тока

Измерение вольтметрами переменных напряжений основано на использовании свойств выпрямительных схем с электронными лампами или полупроводниковыми приборами. Эквивалентная схема входа высокочастотного вольтметра (рис. 18-11) состоит из входного активного сопротивления $R_в$, входной емкости $C_в$ и индуктивности $L_в$ проводов, соединяющих рабочую часть прибора с входными зажимами. Для уменьшения влияния вольтметра на режим исследуемых цепей стремятся к увеличению $R_в$ и уменьшению $C_в$ и $L_в$, что достигается выбором надлежащей схемы и конструкции входной цепи. Величина $R_в$ на низких частотах обычно оказывается порядка десятков мегом, уменьшаясь до нескольких мегом на частоте 1 *Мгц* и до сотен килоом и менее на частотах выше 10 *Мгц*. Особенно резко возрастают потери во входной цепи при измерениях в диапазоне УКВ.

Входное активное сопротивление вольтметра $R_в$ можно измерить так. На вход вольтметра подают постоянное или переменное требуемой частоты напряжение и по шкале вольтметра отсчитывают его величину $U_1$. Затем последовательно в цепь включают непроволочное сопротивление $R$ (порядка ожидаемого значения $R_в$) и снимают новое показание вольтметра $U_2$. Входное активное сопротивление при этом определяют по формуле

$$R_в = R\frac{U_2}{U_1-U_2}.$$

Емкость и индуктивность входа $C_в$ и $L_в$ образуют последовательный колебательный контур, частота которого

$$f_в = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_в C_в}}.$$

При измерении напряжений на частотах, близких к резонансной частоте этого контура, вольтметр дает завышенные показания. Максимальная рабочая частота вольтметра ограничивается значением $f_{макс} = (0,1 \div 0,2)\, f_в$. Значения $f_в$ и $f_{макс}$ снижаются с увеличением длины проводов, соединяющих вход вольтметра с объектом измерений; влиянием последних можно пренебречь, если их длина не превышает 1% длины волны $\lambda$ измеряемого напряжения. Для сокращения длины соединительных проводов во многих высокочастотных вольтметрах входная часть выполняется в виде отдельного малогабаритного экранированного выносного узла — п р о б н и к а.

В зависимости от схемы и режима работы вольтметры подразделяются на а м п л и т у д н ы е, к в а д р а т и ч н ы е и с р е д н е в ы п р я м л е н н о г о  з н а ч е н и я, которые дают показания, пропорциональные соответственно амплитудному (максимальному) $U_м$, действующему $U$ или средневыпрямленному $U_0$ значению измеряемого напряжения. В большинстве случаев все эти вольтметры градуируются (обычно на частоте 50 *гц*) в действующих значениях *синусоидального напряжения*. При измерении несинусоидальных напряжений следует показания вольтметров первой группы переводить в амплитудное значение $U_м$ умножением отсчета по шкале измерителя на 1,41, а показания вольтметров третьей группы — в средневыпрямленное значение $U_0$ умножением отсчета на 0,45 при однополупериодной и на 0,9 при двухполупериодной схеме выпрямления.

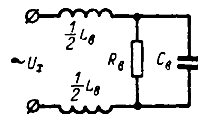



Рис. 18-11. Эквивалентная схема входа высокочастотного вольтметра.

**Диодные вольтметры переменного тока.** На рис. 18-12, *а* приведена простая схема д и о д н о г о  в о л ь т м е т р а  с  о т к р ы т ы м  в х о д о м. Положительные полуволны

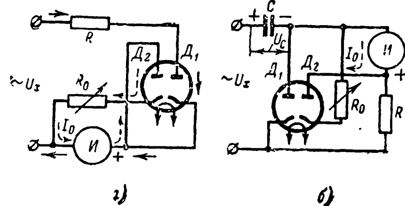



Рис. 8-12. Схемы диодных вольтметров. *а* — средневыпрямленного значения; *б* — амплитудного

измеряемого напряжения $u_x$ создают в цепи диода $Д_1$ импульсы тока. Если $R \gg R_i$ (где $R_i$ — внутреннее сопротивление диода), то показания измерителя будут пропорциональны средневыпрямленному значению $U_0$ одной полуволны $u_x$ за период. При замкнутых входных зажимах в цепи измерителя протекает небольшой начальный ток диода $Д_1$. Для его компенсации можно использовать начальный ток диода $Д_2$, регулируемый реостатом установки нуля $R_0$. Необходимое сопротивление резистора $R$ определяется предельным действующим значением измеряемого напряжения $U_п$ и током полного отклонения измерителя $I_и$

$$R \approx 0{,}45\, U_п / I_и.$$

Недостатки вольтметра: непостоянство входного сопротивления, которое при отрицательной и положительной полуволнах $u_x$ соответственно равно $\infty$ и $R$; нелинейность шкалы при низковольтных пределах измерений; ошибочные показания при измерениях в цепи пульсирующего напряжения; ограничение рабочего диапазона частотами порядка нескольких мегагерц из-за влияния реактивных параметров резистора $R$. Ниж-

няя граница частотного диапазона 20—30 *гц*; при меньших частотах дрожание стрелки измерителя затрудняет отсчет. При небольших значениях $R$ и измерении малых напряжений, не превышающих десятых долей вольта, используется нижний криволинейный участок характеристики диода и вольтметр по схеме на рис. 18-12, *а* будет квадратичным, давая показания, пропорциональные действующему значению $u_x$.

Наибольшее применение получили амплитудные диодные вольтметры с закрытым входом, работающие по схеме на рис. 18-12, *б*. Наличие конденсатора $C$ устраняет воздействие на вольтметр постоянных составляющих измеряемых напряжений. В течение части положительного полупериода $u_x$ конденсатор $C$ быстро заряжается через диод $Д_1$ до амплитудного значения $U_м$, а в остальную часть периода, когда $u_x < u_C$, медленно разряжается через исследуемую цепь, резистор $R$ и измеритель $И$. При $R \gg R_i$ показания измерителя пропорциональны амплитуде $U_м$ положительной полуволны $u_x$ при линейном характере шкалы. Входное сопротивление в течение большей части периода постоянно и примерно равно $R/3$. Пределы измерения напряжения — от десятых долей до сотен вольт в зависимости от величины $R$. Верхняя граница определяется допустимой величиной обратного напряжения на лампе, которое достигает значения $2U_м$.

В рассмотренных схемах вместо ламповых диодов можно использовать полупроводниковые высокочастотные диоды; при этом отпадает надобность в питании цепи накала и компенсации начального тока. Недостатки таких вольтметров — малое входное сопротивление (вследствие конечного обратного сопротивления диодов), большая температурная погрешность, нарушение градуировки шкалы при замене диода. Поэтому высокочастотные диоды применяются лишь в схемах индикаторов напряжения.

**Диодные милли- и микровольтметры.** Для повышения чувствительности диодного вольтметра перед диодной частью включают двух-трехкаскадный широкополосный усилитель и катодный повторитель с аттенюатором (рис. 18-13). Полоса пропускания усилителя должна соответствовать диапазону частот измеряемого напряжения, причем расширение полосы пропускания приводит к уменьшению коэффициента усиления усилителя. Это ограничивает диапазон рабочих частот вольтметра, который обычно не выходит за пределы 20 *гц* — 10 *Мгц*.

При измерении больших напряжений перед усилителем включают резистивный ступенчатый делитель напряжения (аттенюатор). Для повышения входного сопротивления на входе некоторых приборов устанавливают катодный повторитель, который иногда помещается в пробник. Установка нуля производится в схеме диодной части прибора. Шкала вольтметра — общая для всех пределов. В некоторых приборах имеется калибровочное устройство для проверки и регулировки градуировки непосредственно перед измерениями путем подачи на вход образцового напряжения частотой 50 *гц*.

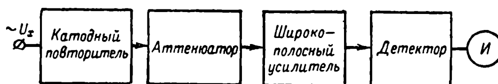



Рис. 18-13. Блок-схема милли- и микровольтметра.

К приборам данного типа относятся выпускаемые промышленностью многопредельные вольтметры В3-2А (верхние пределы измерений от 10 *мв* до 300 *в*, предельная рабочая частота 1 *Мгц*), В3-3 и В3-4 (от 10 до 1 000 *мв*, 10—30 *Мгц*), В3-5 (от 50 *мкв* до 1 000 *мв*, 1 *Мгц*), В3-6 (от 0,5 *мв* до 200 *в*, 1 *Мгц*), В3-7 (от 1 *мв* до 300 *в*, 200 *кгц*).

**Универсальные и комбинированные вольтметры** строят по схеме на рис. 18-14. Основу прибора составляет усилитель постоянного тока с магнитоэлектрическим измерителем.

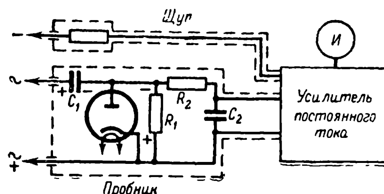



Рис. 18-14. Блок-схема универсального вольтметра.

Для измерений переменных напряжений используют диодный амплитудный детектор, оформленный в виде выносного пробника. С нагрузки детектора $R_1$ выпрямленное напряжение, пропорциональное $U_м$, через фильтр $R_2C_2$, подводится к усилителю постоянного тока, служащему в этом случае многопредельным электронным вольтметром постоянного тока. В некоторых вольтметрах нагрузка детектора $R_1$ выполняется в виде делителя напряжения из резисторов, с которого на вход однопредельного вольтметра постоянного тока можно подавать определенную долю выпрямленного напряжения; в этом случае шкала измерителя может быть общей для всех кратных пределов.

Достоинства таких вольтметров состоят в большом входном сопротивлении ($R_1$ порядка десятков мегом) и широком диапазоне рабочих частот (при наличии пробника — до сотен мегагерц). Чувствительность вольтметров невелика вследствие невозможности детектирования без заметных искажений малых переменных напряжений.

При измерении постоянного напряжения оно подается непосредственно к усилителю постоянного тока через щуп. В экранированном щупе помещают согласующее сопротивление, которое позволяет использовать одни и те же шкалы для отсчета переменных

и постоянных напряжений. Применяя щуп, значительно удобнее производить измерения в нужных точках схемы, а кроме того, большое сопротивление щупа уменьшает влияние вольтметра на исследуемую цепь.

В комбинированных электронных приборах к уже рассмотренным добавляются вспомогательные цепи и источники питания, что позволяет измерять еще и активные, индуктивные и емкостные сопротивления, а также сами индуктивности и емкости.

Промышленностью выпускаются универсальные электронные вольтметры В7-2 с верхними пределами измерений постоянных и переменных напряжений от 1,5 до 150 *в* и предельной рабочей частотой 400 *Мгц*; с помощью делителей напряжения ДНЕ-6, ДНЕ-7, ДНЕ-8 пределы измерений прибора могут быть расширены до 5 *кв* по переменному и до 15 *кв* по постоянному напряжению.

К промышленным комбинированным электронным приборам относятся: ВК7-3 (А4-М2), измеряющий напряжения, сопротивления, емкости и индуктивности; ВК7-4, ВК7-6, ВК7-7, позволяющие измерять напряжения и сопротивления.

**Импульсные электронные вольтметры.** Амплитудные диодные вольтметры при правильном выборе элементов схемы детектора могут быть применены и для измерения амплитуд кратковременных импульсных напряжений. Заданная точность измерений может быть получена только при определенной форме исследуемых импульсов (например, прямоугольной) и определенных значениях их параметров: длительности $\tau_и$ и периода повторения $T_п$. Недостатком схемы является то, что ее входное сопротивление во время действия импульса резко падает, приближаясь при большой скважности $Q = T_п/\tau_и$ к внутреннему сопротивлению диода $R_i$.

Некоторые вольтметры измеряют **р а з м а х  и м п у л ь с н о г о  н а п р я ж е н и я**

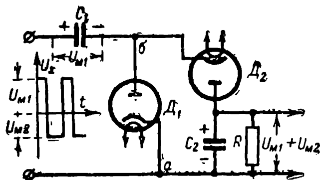



Рис 18-15. Схема диодной части вольтметра, измеряющего размах напряжения.

$2U_м$, т. е. сумму его положительной и отрицательной амплитуд $U_{м1} + U_{м2}$. Для этой цели используют **с у м м и р у ю щ и й  а м п л и т у д н ы й  д е т е к т о р** по схеме на рис. 18-15. При подаче на его вход импульса положительного напряжения конденсатор $C_1$ быстро заряжается через диод $Д_1$ до напряжения $U_{м1}$. При изменении полярности измеряемого напряжения между точками *а* и *б* оказывается приложенным напряжение $U_{м1}+U_{м2}$, под действием которого диод $Д_1$ запирается, а через диод $Д_2$ происходит заряд конденсатора $C_2$; напряжение на последнем (при большом сопротивлении $R$) оказывается близким к сумме амплитуд $U_{м1} + U_{м2}$.

Промышленностью выпускаются импульсные электронные вольтметры В4-1А с пределами измерений от 10 *мв* до 3 *в* (а с делителем напряжения — до 300 *в*) при длительности импульсов $\tau_и = 1 \div 200$ *мксек*; В4-2 с пределами от 15 до 150 *в* (а с делителями напряжения Д6-1 и Д6-2 — до 1,5—5—15—50 *кв*) при $\tau_и = 0,1 \div 300$ *мксек*.

### Селективные электронные микро-милливольтметры

Для измерения очень малых напряжений радиочастотного диапазона (например, на выходе измерительных генераторов) применяются приборы, построенные по схеме супергетеродинного приемника с одинарным или двойным преобразованием частоты. Высокочастотная часть прибора настраивается на частоту измеряемого напряжения, которое получает большое калиброванное усиление по высокой и промежуточной частотам. На выходе детектора включен магнитоэлектрический измеритель, шкала которого проградуирована в значениях входного напряжения. Перед началом измерений производятся контроль и регулировка коэффициента усиления посредством регулировки усиления по промежуточной частоте при подаче на вход образцового напряжения требуемой частоты от специального калибровочного генератора. Для расширения пределов измерения в сторону больших напряжений используется ступенчатый делитель напряжения. Входным каскадом вольтметра часто является катодный повторитель, вынесенный в пробник, что увеличивает входное сопротивление прибора. Благодаря избирательным свойствам прибор может быть применен для исследования спектров периодических и шумовых сигналов (путем настройки на частоты отдельных составляющих этого спектра), а также для измерения напряженности электромагнитного поля.

Промышленностью выпускаются селективные электронные вольтметры В6-1 и В6-2 с пределами измерения соответственно от 3 *мкв* до 1 000 *мв* и от 1 *мкв* до 300 *в* и диапазоном рабочих частот соответственно от 150 *кгц* до 35 *Мгц* и от 20 *гц* до 200 *кгц*; погрешность измерений достигает 5—15%.

### Компенсационные электронные вольтметры

Амплитудные электронные вольтметры, основанные на компенсационном методе измерений, относятся к образцовым приборам. Они работают в широком частотном диапазоне до сотен мегагерц и применяются в основном для проверки градуировки по на-

пряжению электронных вольтметров и генераторов стандартных сигналов.

Для работы прибора (рис. 18-16) необходимы два источника питания — нормальный элемент *НЭ* и вспомогательная батарея *ВБ*. Перед началом измерений ползунок потенциометра $R_к$ устанавливают в крайне правое (по чертежу) положение ($U_к=0$), а переключатель *П* ставят в положение *1*. При

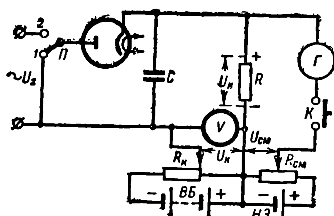


Рис. 18-16. Упрощенная схема компенсационного лампового вольтметра.

этом в цепи протекает начальный ток диода, который создает на резисторе *R* начальное напряжение $U_н$. При нажатой кнопке *К* потенциометром $R_{см}$ устанавливают напряжение смещения $U_{см}=U_н$, при котором исчезает ток в цепи гальванометра *Г*. Затем переключатель переводят в положение *2* для измерения напряжения $U_x$. В результате его детектирования напряжение на резисторе *R* возрастает на величину, весьма близкую к амплитуде $U_м$. Потенциометром $R_к$ вводят в цепь диода такое компенсирующее напряжение $U_к$, при котором ток в цепи гальванометра при нажатии кнопки *К* вновь становится равным нулю. Так как $U_к=U_м$, то значения измеряемых амплитуд $U_м$ можно отсчитывать по показаниям вольтметра постоянного тока *V* или по специальной шкале потенциометра $R_к$.

Промышленностью выпускаются компенсационные электронные вольтметры ВЗ-9 (ВЛ0-2), предназначенные для измерений переменных напряжений от 20 до 1 250 *мв* в диапазоне частот 1 *кгц* — 300 *Мгц* при основной погрешности 0,2%.

### Фазочувствительные электронные вольтметры

При исследовании различных четырехполюсников — усилителей, фильтров, элементов следящих систем и т. п. — обычно снимаются их амплитудно-частотные $U_{вых}(F)$ и фазо-частотные $\varphi(F)$ характеристики, выражающие зависимость от частоты *F* соответственно выходного напряжения $U_{вых}$ и угла сдвига фаз $\varphi$ между выходным и входным напряжением при постоянном входном напряжении $U_{вх}$. Для этой цели служат фазочувствительные вольтметры.

Вольтметр (рис. 18-17) содержит два канала — эталонный и сигнальный. Одновременно на входы исследуемого четырехполюсника и *усилителя эталонного канала* от внешнего генератора звуковой частоты подводят напряжение требуемой величины $U_{вх}$ и частоты *F*. С помощью калибровочной схемы и аттенюатора напряжение на выходе усилителя устанавливают равным строго определенной величине $U_{эт}$. Напряжение $U_{эт}$ подводится к фазовращателю, который изменяет его фазу на 90°; так как при этом часть напряжения теряется, то при помощи усилителя оно вновь доводится до значения $U_{эт}$. На вход *усилителя сигнального канала* подается напряжение $U_{вых}$ с выхода четырехполюсника, которое усиливается в *k* раз, где коэффициент *k* зависит от установки аттенюатора. Прибор имеет два индикатора с усилителями, термопреобразователями и

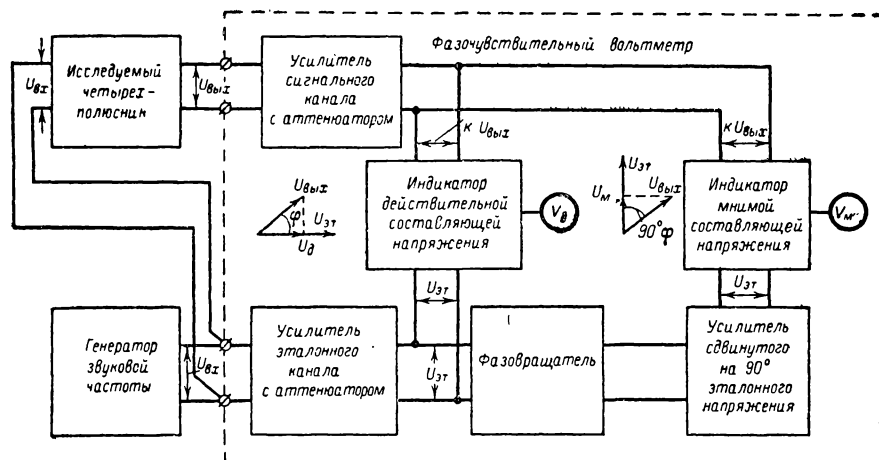



Рис. 18-17. Упрощенная блок-схема и схема включения фазочувствительного вольтметра.

измерителями магнитоэлектрической системы. К одному из них подводятся напряжения $U_{эт}$ и $kU_{вых}$, из которых первое совпадает по фазе с напряжением $U_{вх}$, а второе сдвинуто относительно него на фазовый угол $\varphi$. По вольтметру этого индикатора $V_д$ отсчитывается действительная составляющая выходного напряжения

$$U_д = U_{вых} \cos\varphi,$$

совпадающая по фазе с $U_{вх}$. Ко второму индикатору также подводятся напряжения $U_{эт}$ и $k\,U_{вых}$, но первое из них сдвинуто относительно $U_{вх}$ на фазовый угол 90°, а по отношению $kU_{вых}$ — на угол $90° - \varphi$. По вольтметру этого индикатора $V_м$ отсчитывается мнимая составляющая выходного напряжения

$$U_{мн} = U_{вых} \sin\varphi,$$

сдвинутая по фазе относительно $U_{вх}$ на 90° На основе показаний обоих измерителей можно определить величину выходного напряжения

$$U_{вых} = \sqrt{U_д^2 + U_{мн}^2}$$

и фазовый угол

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U_{мн}}{U_д}.$$

Для снятия амплитудно-фазо-частотных характеристик аналогичные измерения производятся при различных значениях частоты $F$.

Промышленностью выпускаются фазочувствительные вольтметры В5-1 и В5-2 с верхними пределами измерений соответственно от 15 *мв* до 15 *в* (в диапазоне частот 20 *гц* — 20 *кгц*) и от 1 *мв* до 150 *в* (в диапазоне частот 0,5—1 000 *гц*) при погрешности измерений 3%.

### Цифровые вольтметры

В цифровых вольтметрах измеряемое напряжение отсчитывается по цифровому индикатору в виде дискретного числа из определенного количества значащих цифр. Результат измерений может быть использован как для визуального отсчета, так и для ввода данных в регистрирующие, запоминающие или регулирующие устройства электронновычислительных машин и других приборов автоматики и телеизмерений. Цифровой отсчет устраняет ошибки субъективного характера, имеющие место при отсчете со шкалы стрелочного индикатора.

Принцип действия вольтметров основан на автоматическом сравнении измеряемого напряжения $U_x$ с известным образцовым напряжением $U_0$ при помощи электромеханической или электронной схемы. В *электромеханической системе* для автоматизации измерений используются реле, шаговые искатели, электродвигатели, автоматические потенциометры постоянного тока и т. п. Измеряемое постоянное напряжение непосредственно, а переменное — после преобразования в постоянное, подводится к резистивному делителю напряжения (рис. 18-18); переключатель последнего $П_1$ автоматически устанавливается в положение, при котором с делителя снимается определенная доля измеряемого напряжения

$$U_x/N \leqslant U_п,$$

где $N$ = 1, 10, 100 и т. д. — коэффициент деления;

$U_п$ — наименьший верхний предел измерений (например, 10 *в*), равный предельному значению напряжения $U_0$.

Положение переключателя $П_1$ определяет разряд первой значащей цифры (сотни, десятки, единицы и т. д. вольт) на индикаторе. В блоке компенсации напряжения $U_x/N$ и $U_0$ сравниваются компенсационным методом. Если они не равны, то выделяется разностное напряжение

$$\Delta U = U_0 - U_x/N,$$

которое после усиления и преобразования в усилителе баланса приводит в действие автоматику блока управления; последняя с помощью шагового искателя $П_2$ или группы реле переключает резисторы многодекадного потенциометрического делителя, к которому подключен источник образцового напряжения, до тех пор, пока напряжение $U_0$ не станет равным $U_x/N$, а $\Delta U = 0$ с точностью до 1 *счеты* (единицы наименьшего разряда). В соответствии с установкой переключателя $П_2$ (определяемого дискретным значением

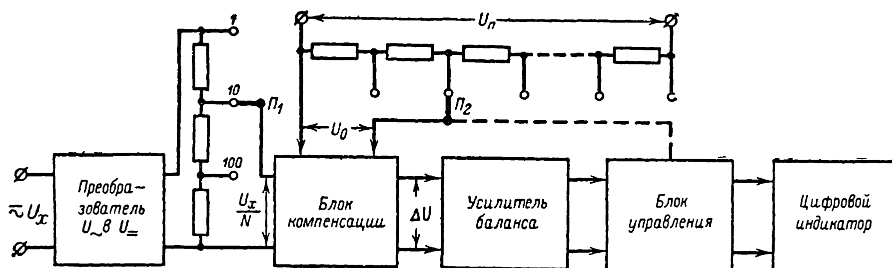



Рис. 18-18. Упрощенная блок-схема электромеханического цифрового вольтметра.

$U_0=U_x/N$), происходит набор числа в цифровом индикаторе.

*В электронных цифровых вольтметрах* используются элементы импульсной техники. Напряжение $U_x$ сравнивается с образцовым напряжением $U_0$, нарастающим или спадающим по определенному закону до момента их совпадения ($U_0=U_x$). Величина $U_x$ оценивается по числу калиброванных по длительности импульсов, укладывающихся в интервале времени между двумя соседними совпадениями.

В качестве индикаторов в вольтметрах используются цифровые табло, неоновые цифровые индикаторы или электроннолучевые трубки и др.

Цифровые вольтметры могут приводиться в действие вручную и давать одноразовое показание при нажатии кнопки либо работают автоматически с запуском от внутреннего или внешнего источника пусковых импульсов или реле времени, выдавая результаты измерений через установленные интервалы времени.

Промышленностью выпускаются: универсальные цифровые электронные вольтметры В7-8, измеряющие постоянные и переменные (в диапазоне частот 20 *гц* — 20 *кгц*) напряжения от 1 *мв* до 1 000 *в* с погрешностью измерения соответственно от 0,1 до 0,2%; комбинированные цифровые электромеханические приборы ВК7-5, измеряющие напряжения от 10 *мв* до 999 *в* и сопротивления от 10 *ом* до 1 *Мом.*

### Входные делители напряжения электронных вольтметров

Для расширения пределов измерений многопредельных электронных вольтметров до напряжений порядка тысяч и десятков

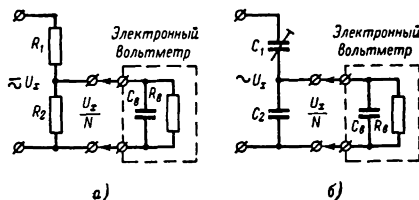



Рис 18-19. Схемы входных делителей напряжения. *а* — резистивного; *б* — емкостного.

тысяч вольт применяют входные, как правило одноступенчатые, делители напряжения резистивного или емкостного типа, выполненные в виде отдельных приставок к вольтметру.

Резистивный делитель напряжения (рис. 18-19, *а*) состоит из двух последовательно соединенных безындуктивных и безъемкостных резисторов $R_1$ и $R_2$. Коэффициент деления

$$N=\frac{R_1+R_2}{R_2},$$

который является множителем к показаниям вольтметра, обычно берется порядка 10—100. Полное сопротивление делителя $R_1+R_2$, определяющее входное сопротивление измерительной схемы, выбирается порядка десятков мегом. Расчет сопротивления $R_2$ производится с учетом шунтирующего действия входного сопротивления вольтметра $R_в$. Недостатком резистивных делителей является зависимость коэффициента деления $N$ от частоты вследствие влияния входной емкости $C_в$ вольтметра; поэтому они применяются преимущественно при измерении постоянных напряжений и напряжений низких частот.

Емкостный делитель напряжения (рис. 18-19, *б*) дает лучшие результаты при измерении напряжений высоких частот. Коэффициент деления для емкостного делителя

$$N=\frac{C_1+C_2}{C_1}.$$

Один из конденсаторов делителя, например $C_1$, обычно допускает регулировку емкости, что позволяет скомпенсировать влияние входной емкости вольтметра $C_в$.

При использовании делителей напряжения погрешность измерений возрастает в 2—3 раза.

Так как коэффициент деления напряжения зависит от входного сопротивления вольтметра, то входные делители напряжения изготовляются для использования с определенными типами электронных вольтметров. Например, вольтметру В4-2 придаются емкостные делители напряжения Д6-1 и Д6-2, комбинированному прибору ВК7-4 придаются емкостные делители Д6-6, Д6-7 и резистивный делитель Д6-8 с коэффициентами деления $N=100$.

## 18-9. ИЗМЕРЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Измерение сопротивлений на постоянном токе производят несколькими методами: *косвенным,* основанным на использовании вольтметров и амперметров; методом *непосредственного отсчета* при помощи омметров и мегомметров и методом *сравнения* на базе сбалансированного моста.

### Измерение сопротивления методом вольтметра — амперметра

Величина сопротивления вычисляется по закону Ома $R_x=U/I$ — по данным измерений тока $I$, протекающего через сопротивление $R_x$, и падения напряжения на нем $U$ (рис. 18-20). При установке переключателя в положение *Б* производят измерение больших сопротивлений, значительно превышающих (в десятки раз и более) сопротивление амперметра $R_а$; в положении *М* измеряют малые сопротивления, во много раз мень-

шие входного сопротивления вольтметра $R_в$. Если известно сопротивление $R_а$ или $R_в$, то расчет может быть произведен по более точным формулам:

$$R_x = \frac{U}{I} - R_а;\quad R_x = \frac{U}{I - \dfrac{U}{R_в}},$$

из которых первая соответствует положению переключателя *Б*, а вторая *М*. Данный

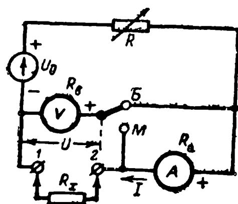


Рис. 18-20. Схема измерения сопротивлений методом вольтметра-амперметра.

метод позволяет измерять сопротивления в их рабочем режиме, что особенно существенно при измерении нелинейных сопротивлений. Требуемый режим устанавливается реостатом *R*.

### Схемы омметров

Наличие в омметрах источника питания позволяет производить отсчет величины измеряемого сопротивления (в омах, килоомах или мегомах) непосредственно по шкале чувствительного магнитоэлектрического измерителя.

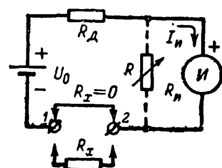


Рис. 18-21. Последовательная схема омметра.

В зависимости от включения измеряемого сопротивления и источника питания омметры бывают с последовательной и параллельной схемой измерений.

По точности омметры разделяются на шесть классов: 0,2; 0,5; 1,0; 1,5; 2,5 и 4,0, определяемых допустимой величиной основной погрешности, выраженной в процентах от длины рабочей части шкалы (ГОСТ 8038-60).

**Омметры с последовательной схемой измерения** применяют для измерения сопротивлений средних и больших величин (от 1 *ом* и выше, рис. 18-21). Добавочное сопротивление, выбранное по формуле

$$R_д = \frac{U_0}{I_и} - R_и,$$

необходимо для того, чтобы при номинальном напряжении источника $U_0$ и коротком замыкании входных зажимов (т. е. при $R_x=0$) через измеритель *И* (с внутренним сопротивлением $R_и$) протекал ток полного отклонения $I_и$. При включении $R_x$ ток через измеритель уменьшается до значения $I_x$.

Градуировка шкалы омметра определяется по формуле

$$\frac{I_x}{I_и} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_x}{R_{ом}}},$$

где $R_{ом}=R_д+R_и$ — входное сопротивление омметра.

При $R_x=\infty$ ток в цепи измерителя отсутствует.

В нижней части рис. 18-22 приведена развернутая шкала омметра, отметки которой даны в относительных единицах $R_x/R_{ом}$. Середине шкалы соответствует

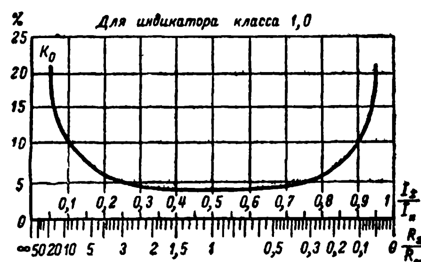



Рис. 18-22. Развернутая шкала и график основной погрешности омметра с последовательной схемой измерения.

$R_x=R_{ом}$. В верхней части рис. 18-22 показан график основной относительной погрешности омметра $K_0$, выраженной в процентах значения производимого отсчета. Наименьшая относительная погрешность измерений (равная учетверенному значению класса точности измерителя) получается при отсчете в средней части шкалы, а к краям шкалы она резко возрастает. Поэтому рабочая часть шкалы обычно ограничивается пределами $(0{,}1 \div 10)\, R_{ом}$.

Если напряжение питания не будет равно расчетному значению $U_0$, то при $R_x=0$ стрелка не установится на нуль шкалы и появится дополнительная погрешность. Для ее компенсации перед началом измерений при $R_x=0$ устанавливают стрелку измерителя на нуль шкалы при помощи магнитного шунта измерителя (в специальных омметрах) или (в омметрах комбинированных приборов) реостатом $R=(3-10)R_и$, который обычно включается параллельно измерителю. В последнем случае необходимая величина добавочного сопротивления

$$R_д = \left(\frac{U_{мин}}{I_и} - R_и\right)\frac{R}{R_и + R},$$

где $U_{мин}$ — минимально допустимое напряжение питания.

**Многопредельные омметры.** Переход от одного предела измерений к другому в этих омметрах осуществляют изменением в $N$ раз входного сопротивления $R_{ом}$, производимого с таким расчетом, чтобы при $R_x=0$ сохранилось отклонение стрелки измерителя на всю шкалу. Обычно выбирают $N=10$, что позволяет использовать общую шкалу на всех пределах.

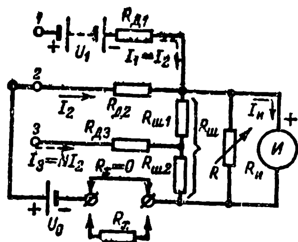


Рис. 18-23. Схема трехпредельного омметра.

Принцип построения многопредельных омметров поясняется схемой на рис. 18-23. На исходном пределе *2* при входном сопротивлении $R_{ом2}$ порядка тысяч или сотен ом необходимое напряжение питания создается одним сухим элементом или аккумулятором. При переходе к высокоомному пределу *1* надлежащим выбором сопротивления $R_{д1}$ получают входное сопротивление

$$R_{ом1} = NR_{ом2};$$

для сохранения установки нуля одновременно увеличивают напряжение питания до значения

$$U_1 + U_0 = NU_0.$$

При использовании высоковольтных источников питания (выпрямителей, индукторов и др.) можно получить $R_{ом1}$ порядка десятков мегом и более. При переходе от предела *2* к низкоомному пределу *3*, для которого

$$R_{ом3} = \frac{R_{ом2}}{N},$$

ток в цепи питания возрастает до значения $I_3=NI_2$. Для сохранения установки нуля параллельно измерителю включают универсальный шунт $R_ш$ и цепь питания подключают к участку шунта

$$R_{ш3} = \frac{R_ш}{N}.$$

**Омметры с параллельной схемой измерения** (рис. 18-24) применяют для измерения малых сопротивлений. При разомкнутых входных зажимах *1* и *2*, т. е. при $R_x=\infty$ через измеритель проходит наибольший ток, который с помощью реостата $R$ устанавливают равным $I_и$. При подключении $R_x$ последнее шунтирует измеритель, уменьшая ток в его цепи. Градуировка шкалы целиком определяется входным сопротивлением

$$R_{ом} = \frac{R_и(R_д + R)}{R_и + R_д + R}.$$

Шкала аналогична представленной на рис. 18-22, но расположена она в обратном направлении. Середине шкалы соответствует $R_x=R_{ом}\approx R_и$. Если требуемое $R_{ом}<R_и$, то параллельно измерителю включают шунт $R_ш\approx\frac{R_и R_{ом}}{R_и - R_{ом}}$.

Цепь питания включается лишь на время измерений. Минимально возможная величина $R_{ом}$ определяется максимально допустимым током источника и при использовании аккумуляторной батареи большой емкости может достигать тысячных долей ома и менее.

Омметры, диапазон измерений которых охватывает и малые и большие сопротивления, строятся по *последовательно-параллельной схеме*, в качестве которой может быть применена схема на рис. 18-24. При этом большие сопротивления подключаются

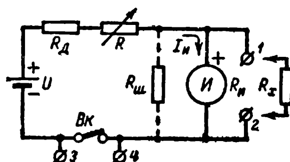


Рис. 18-24. Параллельная схема омметра.

к зажимам *3* и *4* и измеряются при разомкнутом выключателе *Вк*. Отсчет больших и малых сопротивлений должен производиться по двум различным шкалам измерителя.

### Электронные омметры (мегомметры, тераомметры)

Электронные омметры состоят из электронного вольтметра постоянного тока, входного делителя и источника стабилизированного постоянного напряжения $U_0$ (50—100 *в*). При $R_x=0$ напряжение $U_0$ должно соответствовать отклонению стрелки вольтметра на всю шкалу. Так как сопротивление $R_x$ служит одним из плеч делителя на входе вольтметра, то величина его определяет напряжение, показываемое вольтметром, и, следовательно, показания измерителя могут быть проградуированы в значениях $R_x$.

В зависимости от способа включения $R_x$ различают две схемы входной цепи: последовательную (рис. 18-25, *а*) и параллельную (рис. 18-25, *б*). Шкала измерителя, проградуированная в значениях $R_x$, имеет такой же характер, как у магнитоэлектрических омметров. Середине шкалы соответствует сопротивление $R_x\approx R_0$. В много-

предельных приборах применяют несколько переключаемых резисторов $R_0$. Так как лампа вольтметра работает без сеточных токов и имеет очень большое входное сопротивление, то пределы измерения сопротивлений могут быть расширены до десятков тераом.

Омметры, мегомметры и тераомметры изготовляются в виде отдельных приборов с очень широким ассортиментом номинальных значений.

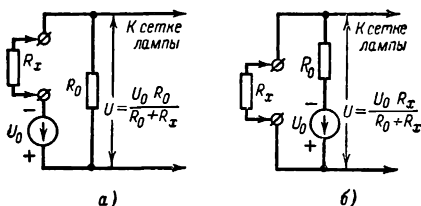



Рис. 18-25. Схемы входных цепей электронного мегомметра.

*а* — последовательная; *б* — параллельная.

Для измерения малых сопротивлений от 0,1 *Мом* до 1 000 *ом* служат омметры Е6-6 с параллельной схемой измерения. Омметры Е6-4 с последовательной схемой измерения предназначены для измерения сопротивлений от 10 *ком* до 200 *Мом*; их питание производится от источника напряжения 1 000 *в*, получаемого посредством полупроводникового преобразователя. Для измерения очень больших сопротивлений применяются электронные приборы Е6-1, Е6-2, Е6-3, имеющие пределы измерений соответственно 0,1 *Гом* — 100 *Том*, 100 *ом* — 100 *Гом*, 2 *ком* — 100 *Том*.

Часто омметры входят составными элементами комбинированных электронных приборов (см. § 18-10).

## Мосты постоянного тока

Наиболее точным методом измерения электрических сопротивлений является метод сравнения, основанный на использовании мостов постоянного тока.

Одинарные мосты (рис. 18-26) применяют для измерения сопротивлений от 0,1 *ом* до 1 *Мом*. Мост состоит из четырех резисторов $R_1$ — $R_4$, образующих замкнутый четырехугольник. В одну диагональ моста включен источник постоянного напряжения $U$, а в другую — магнитоэлектрический гальванометр $Г$ с нулем посредине шкалы. Мост считается уравновешенным, если в цепи гальванометра отсутствует ток. Условие равновесия — равенство произведений сопротивлений противоположных плеч:

$$R_4 R_2 = R_3 R_1.$$

Если одно из этих сопротивлений, например $R_4$, является неизвестным, то его величину можно найти по формуле

$$R_4 = R_x = R_3 \frac{R_1}{R_2}.$$

В зависимости от способа уравновешивания мосты разделяются на магазинные и линейные.

**Магазинный мост** (рис. 18,26, *а*) уравновешивают при постоянном отношении плеч $R_1/R_2$ изменением сопротивления $R_3$; последнее обычно выполняется в виде рычажного или штепсельного магазина сопротивлений. Для расширения диапазона измерений включением сопротивлений $R_1$ различной номинальной величины изменяют в целое число раз отношение $R_1/R_2$, которое является множителем к отсчету по шкале $R_3$. Включение гальванометра производят кратковременно нажатием кнопки $К$. Последовательно с гальванометром часто включают ограничительное сопротивление $R_0$, которое при подходе к состоянию равновесия закорачивают кнопкой $К$.

К магазинным мостам относятся приборы типа УМВ, МВУ-49, МКМВ, Р333, ПМСШД.

**Линейный (реохордный) мост** (рис. 18-26, *б*) уравновешивают при постоянном сопротивлении плеча $R_3$ посредством плавного изменения отношения сопротивлений плеч $R_1/R_2$. Для этого применяют *реохорд*, который представляет собой натянутую по прямой линии или по окружности высокоомную проволоку

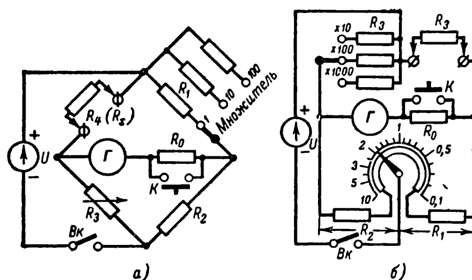



Рис. 18-26. Схемы одинарных мостов постоянного тока.

*а* — магазинного; *б* — линейного.

со скользящим по ней движком и шкалой, проградуированной непосредственно в отношениях $R_1/R_2$. Для уменьшения неравномерности шкалы последовательно с реохордом включают постоянные резисторы. Расширение диапазона измерений производится включением в плечо $R_3$ таких сопротивлений, чтобы получить необходимые множители (кратные десяти) к отсчету по шкале реохорда. Линейные мосты могут быть выполнены малогабаритными, однако по точности измерений они значительно уступают магазинным мостам. К линейным мостам относятся приборы типа ММВ и Р343,

**Автоматические мосты.** Уравновешивание таких мостов производится автоматически с помощью сервомеханизма, реагирующего на наличие напряжения на концах измерительной диагонали. Эти мосты применяют в системах автоматического контроля деталей и при автоматическом измерении параметров.

**Неуравновешенные мосты** находят применение при многократных измерениях степени соответствия величины электрических сопротивлений некоторому заданному номинальному значению $R_н$. Эти мосты уравновешиваются для сопротивления $R_x = R_н$.

При $R_x \neq R_н$ в цепи гальванометра появляется ток, величина и направление которого в общем случае определяются по формуле

$$I_г = \frac{U(R_1 R_3 - R_2 R_4)}{R_г(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4)},$$

где $R_г$ — полное сопротивление цепи гальванометра.

При стабильном напряжении питания $U$ шкала гальванометра может быть проградуирована в значениях $R_x$ (близких к величине $R_н$) или непосредственно в процентах отклонения измеряемой величины от номинала, что облегчает разбраковку контролируемых изделий по различным нормам допуска. Такие мосты часто называют *процентными*.

Одинарные мосты широко применяются для косвенного измерения многих неэлектрических величин, которые с помощью датчиков удается преобразовать в изменение сопротивления одного из плеч моста.

**Двойные мосты.** Одинарные мосты непригодны для измерения сопротивлений, меньших 0,1—1 *ом*, вследствие влияния сопротивлений соединительных проводников и контактов, включенных последовательно с измеряемым сопротивлением. Поэтому для измерения очень малых сопротивлений от 1—10 *мком* до 10—100 *ом* применяются двойные мосты постоянного тока, например типа ДМЛ-48, МД-6.

Для измерения сопротивлений от 1 *мком* до 1 *Мом* применяют одинарно-двойные мосты типа МТВ, Р329, Р316.

### Цифровые омметры

Схемы цифровых омметров во многом аналогичны схемам цифровых вольтметров (см. рис. 18-18), что позволяет объединять их в одном приборе с использованием ряда общих элементов (прибор ВК7-5). Омметр выполняется по схеме одинарного моста, в одно плечо которого включается $R_x$, а в другое — магазин мер с автоматическим управлением, состоящий из декад образцовых резисторов. Напряжение разбаланса в диагонали моста после усиления и преобразования воздействует на блок управления, осуществляющий такой набор резисторов магазина, при котором мост уравновешивается. Одновременно блок управления производит соответствующий набор чисел в цифровом индикаторе.

Промышленностью выпускается цифровой омметр Е6-5 с пределом измерений от 1 *ом* до 10 *Мом* при основной погрешности 0,3—1%.

## 18-10. АМПЕРВОЛЬТОММЕТРЫ

**Ампервольтомметры** (авометры, тестеры) получили наибольшее распространение среди переносных приборов, предназначенных для измерений в широких пределах постоянных и переменных токов и напряжений, а также электрических сопротивлений. Промышленностью выпускается ряд типов авометров (Ц51, Ц56, Ц315, АВО-6М1, Школьный), в основном различающихся пределами измерений. В некоторых приборах (Ц20, ТТ-1, ТТ-2, ВК7-1, ТЛ-4, ПР-5М) не предусмотрено измерение переменных токов.

Наиболее универсальные приборы (Ц52, Ц55, Ц57) позволяют дополнительно измерять большие емкости и уровни передачи сигналов. Применение авометров позволяет сократить количество приборов, необходимых при изготовлении, налаживании, ремонте и эксплуатации радиоэлектронного оборудования.

Схемы авометров представляют собой сочетания в различных комбинациях схем многопредельных амперметров, вольтметров и омметров. Отсчет всех измеряемых величин производится по шкалам общего стрелочного магнитоэлектрического измерителя с током полного отклонения 50—200 *мка*. Для повышения чувствительности измерителя в некоторых современных приборах применяют транзисторные усилители постоянного тока.

Наибольшее предельное значение измеряемых токов для большинства авометров лежит в границах 0,5—6 *а*, напряжений — от 500 до 1500 *в*, сопротивлений — от 0,5 до 10 *Мом*. Амперметры обычно выполняются с универсальным шунтом, который одновременно используется на низкоомных пределах схем омметров. Для измерения больших токов иногда предусматривается применение внутренних или внешних шунтов на постоянном токе и трансформаторов тока на переменном; для измерения больших напряжений (до 10 *кв*) применяют внешние делители напряжения или добавочные сопротивления. Применение полупроводниковых выпрямителей при измерениях на переменном токе приводит к возрастанию погрешности по сравнению с погрешностями при измерениях на постоянном токе, а также понижает чувствительность измерительной части авометра; вследствие этого на переменном токе наименьший возможный

предел измерений возрастает, относительное сопротивление вольтметра уменьшается, а падение напряжения на амперметре увеличивается.

При измерениях на переменном токе диапазон рабочих частот разделяется на нормальный и расширенный. В расширенном диапазоне появляется частотная погрешность, величина которой может достигать основной погрешности, определяемой классом точности прибора. На самом высокоомном пределе омметра питание схемы часто производят от внешнего источника постоянного напряжения (порядка десятков

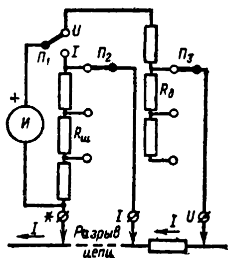



Рис. 18-27. Схема последовательного измерения авометром тока и напряжения.

вольт), включаемого последовательно с объектом измерений. Измерение емкостей осуществляется по последовательной схеме, питаемой от сети переменного тока или встроенного генератора.

Управление авометром при выборе нужного вида работы и предела измерений производится посредством переключателей, системы штепсельно-гнездовой коммутации или комбинированным способом. В некоторых авометрах (Ц55, Ц56, Ц57) имеется возможность последовательного измерения тока и напряжения в двух цепях, связанных между собой в общей точке (рис. 18-27). Прибор включается в разрыв исследуемой цепи зажимами * и $I$ и одновременно параллельно участку этой цепи зажимами * и $U$. В положении $I$ переключателя $П_1$ измеритель присоединяется к универсальному шунту $R_ш$ для измерения тока в цепи. При переводе переключателя в положение $U$ измеритель включается последовательно с добавочным сопротивлением $R_д$ для измерения напряжения. Пределы измерения по току и напряжению определяются переключателями $П_2$ и $П_3$.

**Измерение авометрами уровня передачи.** Для оценки эффективности передачи сигналов по линиям связи, через усилительные и переходные устройства пользуются понятием уровня передачи (усиления, ослабления, затухания). Уровень передачи определяет величину сигнала не в абсолютном его значении, а в относительных логарифмических единицах — *децибелах*, при помощи которых напряжение $U_2$ или мощность $P_2$ измеряемого сигнала сравнивается с некоторым исходным значением напряжения или мощности.

Если в качестве исходных величин выбраны напряжение $U_0=0,775$ *в* или мощность $P_0=1$ *мвт* (которая действует на сопротивлении $R_0=600$ *ом* при напряжении на нем $U_0=0,775$ *в*), то соответствующие уровни передачи называются *абсолютными*.

Различают *абсолютный уровень передачи по напряжению*

$$A_н = 20 \lg \frac{U_2}{U_0} = 20 \lg \frac{U_2}{0,775} \text{ дб},$$

и *абсолютный уровень передачи по мощности*

$$A_м = 10 \lg \frac{P_2}{P_0} = 10 \lg \frac{P_2}{0,001}, \text{ дб}.$$

Если в качестве исходных величин выбраны напряжение $U_1$ или мощность $P_1$ в другом сечении цепи, то соответствующие уровни передачи называются *относительными* и определяются по формулам:

$$\alpha_н = 20 \lg \frac{U_2}{U_1}; \ \alpha_м = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}.$$

Если индексы 2 и 1 относятся соответственно к выходу и входу цепи, то величины $\alpha_н$ и $\alpha_м$ при положительных их значениях определяют *уровень усиления сигнала* по напряжению или мощности, а при их отрицательных значениях — соответствующие *уровни ослабления сигнала.*

В некоторых авометрах предусматривается возможность непосредственного измерения абсолютных уровней передачи по напряжению $A_н$. Для этого используется предел измерения переменного напряжения 3 *в*, шкала которого дополняется градуировкой, выполненной в децибелах. Нуль шкалы децибел ($A_н=0$) совпадает с точкой шкалы вольтметра 0,775 *в*. Предельному напряжению 3 *в* соответствует $A_н=12$ *дб*. Другой крайней точкой шкалы выбирается уровень $A_н=-10$ *дб* при напряжении 0,245 *в*. Если измеряемый уровень передачи $A_н>12$ *дб*, то для его определения (без гарантированной точности) может быть использован более высоковольтный предел вольтметра с предельным значением шкалы $U_п>3$ *в*; в этом случае к отсчету по шкале децибел нужно добавлять постоянную величину

$$\Delta A_н = 20 \lg \frac{U_п}{3}.$$

Если измерение уровня $A_н$ производится на нагрузке с известным сопротивлением $R$, то можно рассчитать абсолютный уровень передачи по мощности

$$A_м = A_н - 10 \lg \frac{R}{600}.$$

Результаты измерения и расчета будут правильны при $R \ll R_в$, где $R_в$ — входное сопротивление вольтметра на выбранном пределе.

Относительный уровень передачи (усиления, ослабления) между двумя сечениями цепи 1 и 2 определяется как разность абсолютных уровней в каждом из этих сечений:

$$\alpha_н = A_{н2} - A_{н1}; \quad \alpha_м = A_{м2} - A_{м1}.$$

## 18-11. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ И КОНДЕНСАТОРОВ

**Параметры катушек индуктивности и конденсаторов.** Контурные катушки, дроссели, обмотки трансформаторов характеризуются

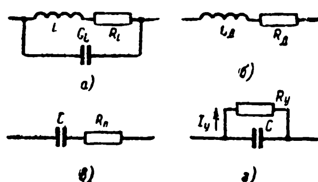


Рис. 18-28. Эквивалентные схемы катушки индуктивности (*а*, *б*) и конденсатора (*в*, *г*).

индуктивностью $L$, междувитковой емкостью $C_L$ и активным сопротивлением потерь $R_L$, распределенным по их длине. Приближенно можно считать, что $L$, $C_L$ и $R_L$ образуют замкнутую колебательную цепь (рис. 18-28, *а*) с собственной резонансной частотой

$$f_L = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_L}}.$$

Вследствие влияния емкости $C_L$ при измерении на высокой частоте $f$ определяется действующая индуктивность

$$L_д \approx \frac{L}{1 - f^2/f_L^2}$$

(рис. 18-28,*б*), которая может значительно превышать индуктивность $L$, измеренную на низкой частоте. С увеличением частоты возрастают и потери в катушке, характеризуемые ее действующим активным сопротивлением $R_д$. Поэтому испытание катушек индуктивности желательно производить в диапазоне рабочих частот. Катушки, помещенные в экраны, испытываются при надетых экранах.

Эквивалентную схему конденсатора с учетом потерь можно представить в двух равноценных вариантах: либо в виде емкости $C$, включенной последовательно с сопротивлением потерь $R_п$ (рис. 18-28,*в*), либо в виде той же емкости $C$, зашунтированной сопротивлением утечки $R_у$ (рис. 18-28, *г*), причем

$$R_у = \frac{1}{(2\pi fC)^2 R_п},$$

где $f$ — частота тока в цепи.

Величину потерь в конденсаторе обычно характеризуют тангенсом угла потерь

$$\operatorname{tg}\delta = 2\pi fCR_п = \frac{1}{2\pi fCR_у},$$

величина которого мало изменяется в широком диапазоне частот. Реже потери характеризуют коэффициентом мощности $\cos\varphi$ или током утечки $I_у$, определяемым при некоторых стандартных условиях. В конденсаторах малой емкости потери, как правило, очень малы, и ими можно пренебречь. Напряжение, приложенное к конденсатору при испытании, не должно превосходить его типового рабочего напряжения.

Для измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов применяются методы вольтметра — амперметра, непосредственного измерения, сравнения (замещения), мостовой и резонансный.

### Измерение индуктивности и емкости методом вольтметра — амперметра

Для измерения больших индуктивностей и емкостей при низкой частоте питания $F = 50 \div 1\,000$ *гц* применяются схемы, приведенные на рис. 18-29. Режим измерений устанавливается реостатом $R_1$. По показаниям

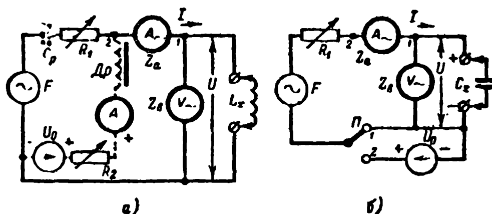


Рис. 18-29. Схемы измерения методом вольтметра—амперметра.
*а* — индуктивностей; *б* — емкостей.

приборов переменного тока $V_\sim$ и $A_\sim$ можно рассчитать полное сопротивление исследуемого элемента

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = \frac{U}{I},$$

где $R$ и $X$ — соответственно его активная и реактивная составляющие. Верхний (по схеме) вывод вольтметра присоединяют к точке 1 при $Z \ll Z_в$ и к точке 2 при $Z \gg Z_а$, где $Z_в$ и $Z_а$ — полное входное сопротивление соответственно вольметра и амперметра. Если потери малы, т. е. $R \ll X$, то

$$L_x = \frac{U}{2\pi FI}$$ (для схемы на рис. 18-29,*а*);

$C_x = \dfrac{I}{2\pi FU}$ (для схемы на рис. 18-29,*б*).

Для измерения индуктивности катушек со стальными сердечниками в условиях, близких к их рабочему режиму, схема на рис. 18-29, *а* дополняется цепью постоянного тока, обозначенной пунктиром. Необходимый ток подмагничивания устанавливается реостатом $R_2$ и измеряется амперметром постоянного тока *А*. Разделительный конденсатор $C_р$ и заградительный дроссель *Др* устраняют взаимное влияние между цепями источников постоянного и переменного тока. Приборы переменного тока не должны реагировать на постоянную составляющую тока, поэтому вольтметр должен иметь закрытую схему входа, а последовательно с выпрямительной частью амперметра $A_{\sim}$ необходимо включить конденсатор большой емкости.

Для измерения емкостей электролитических конденсаторов схема на рис. 18-29, *б* дополняется источником постоянного напряжения (в положении *2* переключателя *П*), величина которого $U_0$ должна превышать амплитуду переменного напряжения. Тогда в цепи будет действовать пульсирующее напряжение, безопасное для конденсатора при условии правильной полярности его подключения.

### Фарадометры (микрофарадометры)

Действие одной из групп этих приборов основано на использовании зависимости тока или напряжения в цепи, питаемой источником переменного тока, от величины включенной в нее емкости. При этом отсчет измеряемых емкостей производится по шкале стрелочного измерителя.

*Электродинамические фарадометры* с логометрическими измерителями, например,

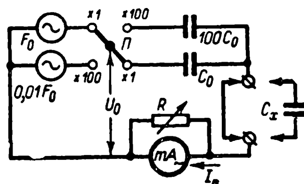



Рис. 18-30. Последовательная схема фарадометра.

Д524, ЭФ, находят некоторое применение для измерения больших емкостей; их показания мало зависят от напряжения и частоты источника питания. Широкий диапазон измерений при пониженной точности имеют фарадометры с измерителями выпрямительной системы.

*Фарадометры с последовательной схемой* (рис. 18-30) применяются для измерения сравнительно малых емкостей. Стабильное напряжение $U_0$ частоты $F_0$ подводится к цепи, в которой последовательно включены образцовая емкость $C_0$, измеряемая емкость $C_x$ и миллиамперметр $mA_{\sim}$. Перед началом измерений при короткозамкнутых входных зажимах (что эквивалентно $C_x = \infty$) переменным резистором *R* устанавливают в цепи миллиамперметра ток полного отклонения

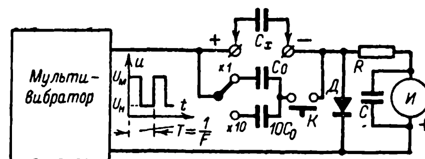



Рис. 18-31. Схема измерительной части электронносчетного фарадометра.

$I_п$. При включении $C_x$ ток уменьшается до значения $I_x$. Градуировка шкалы приближенно определяется по формуле

$$\frac{I_x}{I_п} \approx \frac{C_x}{C_0 + C_x}$$

и имеет такой же характер, как у параллельных схем омметров. Середине шкалы соответствует емкость

$$C_x \approx C_0 \approx \frac{I_п}{2\pi F_0 U_0}.$$

Рабочий участок шкалы обычно ограничивается значениями 0,1 $C_0$ и 10 $C_0$. При измерении емкостей порядка тысяч пикофарад и более в качестве источника питания используют сеть частоты 50 *гц*. При переходе к пределам измерений малых емкостей для получения приемлемых значений напряжения $U_0$ питание схемы производят от внутреннего или внешнего генератора — источника напряжения повышенной частоты порядка тысяч герц.

*Фарадометры с параллельной схемой* применяются для измерения больших емкостей. Они по принципу действия и характеру шкалы аналогичны омметрам соответственно с параллельной и последовательной схемами измерения. Питание их производится пульсирующим напряжением.

*Электронносчетные фарадометры* основаны на измерении среднего значения тока разряда (заряда) исследуемых конденсаторов $C_x$; они применяются для измерения емкостей до 0,1—1 *мкф* при относительной погрешности 0,1—1%.

Питание измерительной части схемы (рис. 18-31) производится напряжением прямоугольной формы, поступающим от мультивибратора или формируемым посредством ограничения синусоидальных колебаний. Во время действия импульса происходит быстрый заряд конденсатора $C_x$ через диод *Д* до максимального напряжения $U_м$. В интервале между импульсами конденсатор разряжается через магнитоэлектрический из-

меритель (микроамперметр) *И* до минимального напряжения $U_н$. При частоте следования входных импульсов $F$ и амплитуде импульса $U_и = U_м - U_н$ среднее значение тока через измеритель, создаваемого периодическими разрядами конденсатора $C_x$,

$$I_x = FU_и C_x;$$

при стабильных значениях $U_и$ и $F$ линейную шкалу измерителя можно проградуировать в значениях $C_x$. Результаты измерений будут правильны, если за один период входного напряжения конденсатор будет успевать полностью зарядиться и разрядиться (в пределах напряжений $U_м \div U_н$). Этого легче всего добиться при прямоугольной форме импульсов и соблюдении условия

$$C_п F \lesssim 10^7,$$

где $C_п$ — предельное значение измеряемых емкостей $C_x$, *пф*;

$F$ — частота повторения, *импульсов/сек*.

Расширение пределов измерения емкостей производится изменением в десятикратном отношении частоты $F$. Перед началом измерений на каждом пределе производится калибровка фарадометра посредством подключения к нему (нажатием кнопки $K$) образцовой емкости $C_0 = C_п$; при этом регулировкой частоты генератора $F$ добиваются отклонения стрелки измерителя до конца шкалы.

## Измерение емкостей методом сравнения (замещения)

В схеме на рис. 18-32 измеряемая емкость $C_x$ и образцовая емкость $C_0$ сравниваются по величине их сопротивления переменному току. При включении $C_x$ потенциометром $R$ устанавливают в цепи ток, удобный для отсчета по миллиамперметру $mA_\sim$ или другому индикатору. Затем вместо $C_x$ включают магазин емкостей или градуированный переменный конденсатор, изменением емкости которого добиваются прежнего показания индикатора; это будет иметь место при $C_0 = C_x$. Точность измерений может быть получена порядка 1% и выше. Для предохранения индикатора в цепь включают ограничительный конденсатор $C_1$.

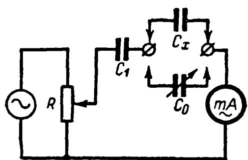



Рис. 18-32. Схема измерения емкостей методом сравнения.

Метод сравнения в различных вариантах широко применяется в мостовых и резонансных схемах измерения.

## Мостовые методы измерений

**Мосты переменного тока.** Для измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов, частоты, сдвига фаз и других электрических величин находят применение *уравновешенные мосты переменного тока.*

*Условия равновесия моста.* В общем случае мост состоит из четырех сопротивлений $z_1$, $z_2$, $z_3$ и $z_4$ (рис. 18-33), которые могут иметь активный, реактивный (емкостный, индуктивный) или комплексный характер. К одной диагонали моста непосредственно или через трансформатор *Тр* подводится напряжение питания переменного тока частоты $F$, в другую диагональ включен индикатор нуля переменного тока $И_\sim$.

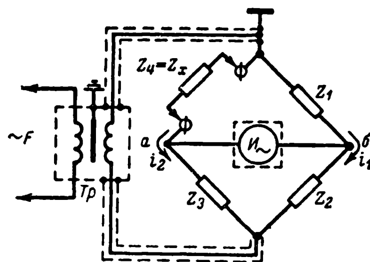



Рис. 18-33. Схема моста переменного тока.

В процессе измерений должны быть достигнуты два условия:

1) равенство произведений полных сопротивлений противоположных плеч

$$z_4 z_2 = z_3 z_1;$$

2) равенство сумм фазовых углов этих же плеч моста

$$\varphi_4 + \varphi_2 = \varphi_3 + \varphi_1;$$

при этом между вершинами *а* и *б* разность потенциалов будет отсутствовать. Второе условие может быть выполнено лишь при правильном выборе схемы моста. Два плеча моста обычно составляют из активных сопротивлений, для которых фазовый угол $\varphi = 0$. Если эти плечи являются смежными, то два других плеча должны содержать сопротивления одинакового характера — оба емкостные или оба индуктивные; если же они противоположны, то в другие плечи включаются сопротивления различного характера — одно емкостное, а второе индуктивное, имеющие фазовые углы разных знаков, сумма которых может быть равной нулю. В качестве регулируемых элементов мостов используются образцовые переменные резисторы и магазины сопротивлений и емкостей.

Мосты, условия равновесия которых зависят от частоты $F$, называются *частотозависимыми* и служат в основном для измерения частоты. Для других измерений применяются преимущественно *частотонезависи-*

*мые* мосты, в условия равновесия которых частота не входит, что повышает точность измерений. Питание мостов производят от сети переменного тока частоты 50 *гц* или генераторов синусоидального напряжения, работающих на одной или нескольких частотах в пределах до 1 000 *гц* (при несинусоидальной форме напряжения питания для его гармонических составляющих мост может оказаться неуравновешенным).

Для уменьшения паразитных связей между элементами моста производят экранировку генератора, трансформатора и проводов питания, а одну из вершин моста заземляют. Высокочастотные источники питания применяются редко вследствие трудности устранения возникающих паразитных связей.

*Индикаторы нуля.* При частотах питания до 100 *гц* для индикации обычно применяют вибрационный магнитоэлектрический гальванометр со световым указателем. В мостах, питаемых от источников звуковой частоты, в качестве индикаторов применяют: головные телефоны; приборы выпрямительной системы; электронные милливольтметры, использующие в качестве указателя стрелочный измеритель или электронносветовой индикатор (например, типа 6Е5С); осциллографические индикаторы нуля, обладающие, в отличие от других индикаторов, фазочувствительностью, что позволяет легко определить направление, в котором следует производить уравновешивание моста. Последние два типа индикаторов обладают высокой чувствительностью и большим входным сопротивлением, что повышает точность уравновешивания моста

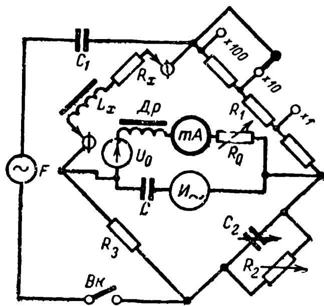



Рис. 18-34. Мостовая схема измерения параметров катушек индуктивности.

В производственной практике наряду с уравновешенными мостами находят применение неуравновешенные и автоматические мосты переменного тока.

**Мостовой метод измерения параметров катушек индуктивности.** Наиболее широко применяется схема моста рис. 18-34. При ее уравновешивании

$$L_x = C_2 R_1 R_3; \quad R_x = \frac{R_1 R_3}{R_2}.$$

Уравновешивание осуществляется с помощью образцовых переменных элементов — конденсатора $C_2$ и резистора $R_2$, которые снабжаются шкалами для непосредственного отсчета $L_x$ и $R_x$. Расширение диапазона измерений производится изменением в десятикратном отношении сопротивления одного из постоянных резисторов, например $R_1$.

В некоторых мостах конденсатор $C_2$ — постоянный, а резистор $R_3$ — переменный.

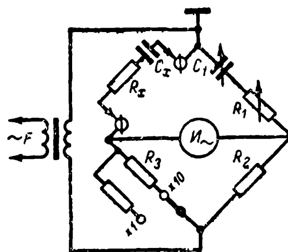



Рис. 18-35. Мостовая схема измерения параметров конденсаторов.

В этом случае регулировки амплитуды и фазы оказываются взаимозависимыми и уравновешивание моста достигается *способом последовательных приближений* путем поочередного изменения $R_2$ и $R_3$. Отсчет $L_x$ производится по шкале $R_3$, а шкала $R_2$ градуируется в значениях добротности катушки

$$Q_x = \frac{2\pi F L_x}{R_x} = 2\pi F C_2 R_2.$$

При необходимости измерения параметров катушек со стальными сердечниками схема моста на рис. 18-34 дополняется источником постоянного напряжения $U_0$, миллиамперметром постоянного тока *mA*, реостатом $R_0$ для регулировки тока подмагничивания, а также дросселем *Др* и конденсаторами *C* и $C_1$, служащими для разделения постоянной и переменной составляющих тока.

Мостовой метод измерения параметров катушек индуктивности применяется в приборах Е7-1А, и Е7-2, работающих с осциллографическими индикаторами нуля. Приборы позволяют измерять добротность *Q* до 100, а индуктивность *L* от 10 *мгн* до 1000 *гн* (Е7-1А) и от 10 *мкгн* до 1 *гн* (Е7-2).

**Мостовой метод измерения параметров конденсаторов.** Наиболее широко применяется схема моста (рис. 18-35), при уравновешивании которой

$$C_x = C_1 \frac{R_2}{R_3}; \quad R_x = R_1 \frac{R_3}{R_2}.$$

Образцовые конденсатор $C_1$ и резистор $R_1$ снабжаются шкалами для отсчета $C_x$ и $R_x$. Для расширения диапазона измерений изменяют в десятикратном отношении величину $R_3$.

В некоторых мостах конденсатор $C_1$ берется постоянным, а резистор $R_2$ — переменным. В этом случае уравновешивание моста достигается поочередным изменением $R_1$ и $R_2$. Отсчет $C_x$ производится по шкале $R_2$, а шкала $R_1$ градуируется в значениях тангенса угла потерь

$$\operatorname{tg} \delta = 2\pi F C_x R_x = 2\pi F C_1 R_1.$$

Мосты, предназначенные для измерения сравнительно небольших емкостей (меньших 0,01 *мкф*), у которых потери на низких частотах очень малы, упрощаются путем исключения резистора $R_1$. В малогабаритных мостах резисторы $R_2$ и $R_3$ часто заменяются реохордом, позволяющим плавно изменять отношение $R_2/R_3$.

Для исключения влияния паразитных связей и погрешностей самого моста мостовой метод совмещают с методом сравнения (замещения). При этом к входным зажимам моста подключают образцовый конденсатор и при его полностью введенной емкости уравновешивают мост. Затем исследуемый конденсатор присоединяют параллельно образцовому и изменением емкости последнего вновь уравновешивают мост. Разность отсчетов по шкале образцового конденсатора равна $C_x$.

Мостовой метод измерения параметров конденсаторов применен в приборах ИЕН-2М, ИЕН-3, а также в приборе Е8-1 (ПИМЕЛ), предназначенном для измерения междуэлектродных емкостей ламп в пределах от 0,0001 до 50 *пф*.

Мостовые схемы измерения $L$, $C$ и $R$ иногда совмещаются в одном комбинированном приборе. Примером может служить прибор Е12-2 (УМ-3), позволяющий измерить индуктивности от 10 *мкгн* до 100 *гн*, добротности катушек от 0,5 до 500, емкости от 10 *пф* до 100 *мкф*, $\operatorname{tg}\delta$ от 0,001 до 0,1 и сопротивления от 1 *ом* до 5 *Мом*.

### Резонансный метод измерения емкости и индуктивности

Резонансный метод применяется для измерения малых емкостей и индуктивностей в условиях, близких к рабочим, что достигается питанием измерительной схемы током высокой частоты.

*Резонансный измеритель емкости* (рис. 18-36, *а*) содержит измерительный контур $C_x L_0$, слабо связанный индуктивно или через емкость с контуром $LC$ генератора высокой частоты. Изменением емкости $C$ генератор настраивают в резонанс с собственной частотой $f_0$ измерительного контура по максимальным показаниям электронного вольтметра $V\sim$. При этом

$$C_x = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 L_0}.$$

Шкала конденсатора $C$ обычно градуируется в значениях $C_x$. Подстроечный конденсатор $C_1$ служит для калибровки шкалы измерителя путем настройки измерительного контура в резонанс при $C_x = 0$ и установке конденсатора $C$ на нулевую отметку по шкале емкостей $C_x$. Пределы измерения емкостей определяются величиной индуктивности $L_0$ и диапазоном частот генератора. Погрешность измерений достигает 5—10% из-за влияния различных паразитных емкостей и трудности точной фиксации состояния резонанса.

Точность измерений может быть значительно повышена при использовании для фиксации резонанса способа нулевых биений и при сочетании резонансного метода с методом замещения.

*Резонансный измеритель индуктивности.* Измерительный контур измерителя индуктивностей составляется из образцового конденсатора $C_0$ и измеряемой катушки $L_x$ (рис. 18-36, *б*). При настройке контура в резонанс с частотой генератора $f_0$

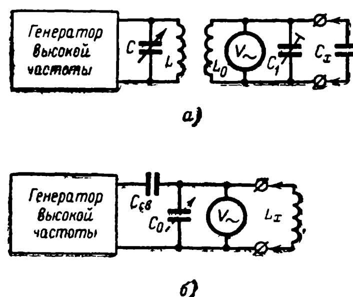



Рис. 18-36. Упрощенные схемы резонансных измерителей
*а* — емкостей; *б* — индуктивностей.

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_0}.$$

Если образцовый конденсатор $C_0$ постоянной емкости, то резонанс достигается изменением настройки генератора, шкала контурного конденсатора которого может градуироваться в значениях $L_x$, расширение диапазона измерений производится переключением конденсаторов $C_0$ различных номиналов. При использовании генератора с фиксированными частотами $f_0$ настройка в резонанс осуществляется конденсатором $C_0$ переменной емкости, градуируемым в значениях $L_x$. Для исключения влияния собственной емкости катушки $C_L$ измерения желательно производить на такой частоте $f_0$, при которой $C_0 \gg C_L$.

Резонансные схемы измерения $L$ и $C$ часто совмещаются в одном приборе. Примером может служить прибор Е12-1 (ИИЕВ-1), позволяющий измерять индуктивности от 0,05 *мкгн* до 100 *мгн* в диапазоне частот 11 *кгц* — 1,5 *Мгц* и емкости от 1 до 5 000 *пф* в диапазоне частот 300—700 *кгц*.

**Куметры** (**$Q$-метры**) предназначены для измерения резонансным методом доброт-

ности, а также индуктивности, емкости, собственной резонансной частоты и некоторых других параметров элементов высокочастотных цепей.

Куметр, упрощенная схема которого приведена на рис. 18-37, содержит широкодиапазонный генератор высокой частоты с

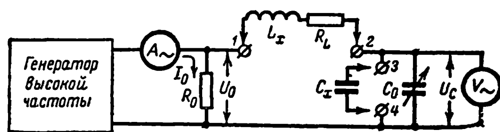



Рис. 18-37. Упрощенная схема куметра.

плавным диапазоном, измерительный контур и высокочастотный электронный вольтметр $V\sim$. Напряжение $U_0$ требуемой высокой частоты $f$ вводится в контур через весьма малое (порядка сотых долей ома) безреактивное сопротивление связи $R_0$.

*Измерение добротности $Q_L$ катушки.* При подключении к зажимам *1* и *2* исследуемой катушки $L_x$, в которой обычно сопротивление потерь $R_x \gg R_L$, в контуре возникает ток, создающий на образцовом конденсаторе $C_0$ напряжение $U_C$, измеряемое вольтметром. Изменением емкости $C_0$ контур настраивают в резонанс с частотой генератора. При этом

$$U_C = U_0 Q_L,$$

где

$$Q_L = \frac{2\pi f L_x}{R_x} = \frac{\omega L_x}{R_x}.$$

При фиксированном напряжении $U_0$ и частоте $f$ шкала вольтметра градуируется в значениях $Q_L$. Требуемое напряжение $U_0$ устанавливают регулировкой напряжения на аноде или на экранирующей сетке генераторной лампы и контролируют с помощью термоэлектрического амперметра $A_{\smile}$, через который протекает ток

$$I_0 = U_0/R_0.$$

Расширение предела измерения добротности производится посредством уменьшения тока $I_0$ по сравнению с его номинальным значением в определенное число раз.

*Измерение добротности контура* производят таким же способом, как и катушки. Катушку контура подключают к зажимам *1* и *2*, а конденсатор — к зажимам *3* и *4*.

*Собственную частоту контура* из $L_x$ и $C_x$ можно определить при возможности отключения конденсатора $C_0$. Ее отсчитывают по шкале генератора при его настройке в резонанс с испытываемым контуром.

*Измерение индуктивности катушек $L_x$* производят при настройке генератора на строго определенную частоту, выбираемую согласно таблице в зависимости от ожидаемой величины индуктивности. Резонансную настройку измерительного контура получают изменением емкости конденсатора $C_0$, по специальной шкале которого отсчитывают $L_x$.

*Собственную емкость катушки $C_L$* можно определить способом вариации параметров контура. Для этого при двух произвольных значениях $C_{01}$ и $C_{02}$ изменением настройки генератора находят резонансные частоты контура $f_1$ и $f_2$. Тогда

$$C_L = \frac{C_{02} f_2^2 - C_{01} f_1^2}{f_1^2 - f_2^2}.$$

*Измерение емкостей способом замещения.* При этом к зажимам *1* и *2* подключают одну из образцовых катушек $L_0$, прилагаемых к куметру, и добиваются резонансной настройки контура в требуемом диапазоне частот при наибольшей емкости $C_0 = C_{01}$. Подключив измеряемую емкость $C_x$, вновь получают резонанс, уменьшая емкость $C_0$ до значения $C_{02}$. При этом $C_x = C_{01} - C_{02}$. Одновременно может быть определен тангенс угла потерь конденсатора $\operatorname{tg}\delta$ Для этого при двух значениях образцовой емкости $C_{01}$ и $C_{02}$ находят добротности контура $Q_1$ и $Q_2$, Тогда

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{Q_1 Q_2}{Q_1 - Q_2} \frac{C_{01} - C_{02}}{C_{01}}.$$

При необходимости генератор куметра можно использовать в качестве измерительного генератора немодулированных колебаний, а электронный вольтметр — для измерения внешних переменных напряжений.

Промышленностью выпускаются различные типы куметров: Е9-1 (КВ-1), работающий в диапазоне частот 50 *кгц* — 50 *Мгц*, Е9-2 (УК-1) с диапазоном частот 30—200 *Мгц*, Е9-3 (1—100 *кгц*), Е9-4 (50 *кгц* — 35 *Мгц*), Е9-5 (15—250 *Мгц*).

## 18-12. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ЗВУКОВЫХ И ВИДЕОЧАСТОТ

### Назначение. Блок-схема

Генераторы электрических синусоидальных колебаний, калиброванных по частоте и выходному напряжению (мощности), называются *измерительными генераторами*. Как правило, они допускают плавное изменение частоты и выходного напряжения в заданных пределах при нескольких фиксированных значениях выходного сопротивления.

По назначению и диапазону частот различают измерительные генераторы низкочастотные (инфразвуковых и звуковых частот) и широкополосные (видеочастот), высокочастотные и СВЧ.

*Измерительные генераторы низкой частоты* применяются для испытания радиопри-

емной аппаратуры (низкочастотной части), усилителей низкой частоты, градуировки частотомеров и электронных вольтметров, а также для модуляции высокочастотных генераторов и питания измерительных схем, предназначенных для измерения индуктивностей и емкостей.

*Инфранизкочастотные (инфразвуковые) измерительные генераторы* применяются при испытаниях автоматических и телемеханических устройств. Наиболее распространенные генераторы Г3-16, Г3-17, НГПК-3М. Некоторые типы этих генераторов (Г3-17)

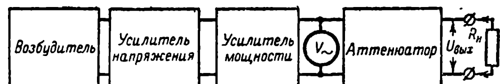



Рис. 18-38. Блок-схема низкочастотного измерительного генератора.

позволяют получить на выходе, помимо синусоидальных колебаний, импульсы прямоугольной, пилообразной или треугольной формы в частотном диапазоне от 0,01 до 100 *гц*. Для возбуждения и усиления колебаний в этих генераторах используются усилители постоянного тока, дополненные специальными формирующими цепочками в цепи положительной обратной связи.

*Широкополосные генераторы* (видеочастот) используют для испытания телевизионной аппаратуры (широкополосных усилителей), фильтров, импульсных и других устройств. Широкополосные генераторы (например, Г3-7) отличаются от низкочастотных лишь тем, что верхняя граница их частотного диапазона расширена до сотен килогерц или нескольких мегагерц). Для перекрытия широкого диапазона, охватывающего звуковые и радиочастоты, иногда используются два возбудителя, а усилители и аттенюаторы выполняются широкополосными путем применения в их схемах элементов частотной коррекции.

*Блок-схема типового генератора* представлена на рис. 18-38. Возбудитель создает стабильные по частоте и амплитуде синусоидальные колебания требуемых частот. Усилитель напряжения служит одновременно буфером, уменьшающим влияние выходной цепи на частоту возбудителя. Усилитель мощности дает возможность работать на низкоомную нагрузку. Аттенюатор предназначен для плавной или ступенчатой регулировки выходного напряжения (мощности), подводимого к нагрузке $R_н$. Вольтметр переменного тока измеряет действующее на входе (реже — на выходе) аттенюатора напряжение.

В мощных генераторах усилитель мощности имеет двухтактную схему, а усилитель напряжения выполняется по фазоинверсной схеме. В генераторах с выходной мощностью менее 1 *вт* усилитель напряжения отсутствует, а усилитель мощности работает по схеме катодного повторителя для согласования высокого выходного сопротивления возбудителя с малым сопротивлением нагрузки. В простейших генераторах отсутствуют также аттенюатор и вольтметр, а некалиброванная регулировка выходного напряжения осуществляется изменением с помощью потенциометра напряжения, подводимого от возбудителя к усилительному каскаду.

### Возбудители измерительных генераторов

В зависимости от способа возбуждения электрических колебаний различают генераторы типа *LC*, генераторы на биениях и генераторы типа *RC*.

*В генераторах типа LC* частота генерируемых колебаний $F$ определяется индуктивностью $L$ и емкостью $C$ колебательного контура возбудителя, работающего в режиме самовозбуждения, в соответствии с формулой

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}.$$

На низких частотах из-за больших значений $L$ и $C$ плавное перекрытие диапазона затруднено; здесь генераторы типа *LC* применяются лишь в качестве источников колебаний одной или нескольких фиксированных частот для питания измерительных схем и в качестве внутренних модуляторов высокочастотных генераторов.

*В генераторах на биениях* возбудитель содержит два высокочастотных близких по частоте маломощных генератора типа *LC*

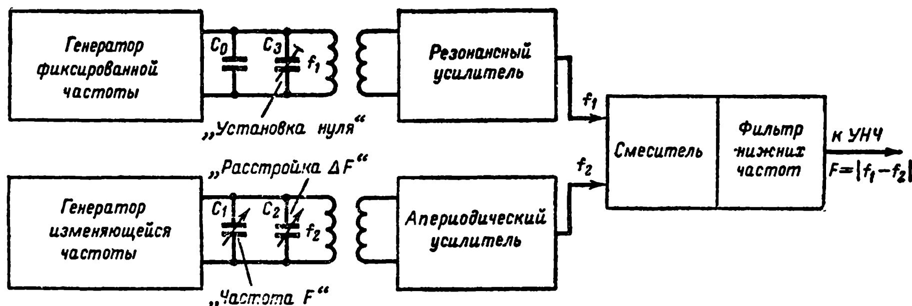



Рис. 18-39. Развернутая блок-схема возбудителя на биениях.

(рис. 18-39). Один из них генерирует колебания *фиксированной частоты* $f_1$ (выбираемой обычно в пределах 100—300 *кгц*), которые усиливаются резонансным усилителем. Частота второго генератора $f_2$ может изменяться в пределах от $f_1$ до $f_1-F_п$ (или $f_1+F_п$), где $F_п$ — предельная низкая частота диапазона генератора. В результате взаимодействия колебаний с частотами $f_1$ и $f_2$ в смесителе возникают *биения*. Высокочастотные составляющие выпрямленного тока устраняются с помощью фильтра нижних частот, в результате чего на выходе возбудителя действует лишь напряжение разностной частоты биений $F=(f_1-f_2)$. Эту частоту можно плавно изменять в пределах от 0 до $F_п$ посредством изменения частоты $f_2$ с помощью переменного конденсатора $C_1$, шкала которого снабжается градуировкой непосредственно в значениях частоты $F$.

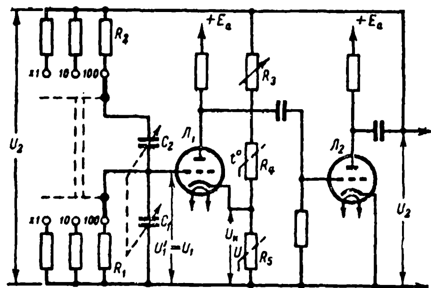


Рис. 18-40. Схема возбудителя $RC$-типа с резистивно-емкостной настройкой.

При любом значении частоты $F$ возможно плавное ее изменение (расстройка) в пределах от 0 до $\Delta F=50 \div 250$ *гц* конденсатором $C_2$ малой емкости; это облегчает использование генератора при снятии частотных характеристик. Для компенсации возможных нарушений градуировки из-за нестабильности частоты гетеродинов, перед началом измерений ручки конденсаторов $C_1$ и $C_2$ ставят на нули их шкал ($F$ и $\Delta F$) и производят установку нулевой частоты $F=0$; для этого изменением емкости конденсатора $C_3$ добиваются нулевых биений, имеющих место при равенстве частот $f_1$ и $f_2$. При подходе к нулевым биениям стрелка выходного вольтметра после колебаний, постепенно замедляющихся, устанавливается на нуль шкалы, а тон в телефонах, подключенных на выходе генератора, постепенно понижается, вплоть до исчезновения.

Промышленностью выпускаются генераторы на биениях нескольких типов: Г3-1 (диапазон частот 20 *гц* — 5 *кгц*), Г3-5 (200 *гц* — 60 *кгц*), Г3-6 (200 *гц* — 300 *кгц*).

*Генератор типа RC* содержит двухкаскадный резистивно-емкостный усилитель, поставленный в режим самовозбуждения посредством *положительной обратной связи* между выходом второго и входом первого каскада (рис. 18-40). Частота и форма колебаний определяются данными резисторов и конденсаторов в цепи обратной связи. Генераторы характеризуются широким диапазоном частот (от сотых долей герца до сотен килогерц), высокой стабильностью выходного напряжения, малыми нелинейными искажениями, простотой схемы и конструкции.

Как известно, в двухкаскадном усилителе выходное напряжение $U_2$ совпадает по фазе с входным напряжением $U_1$. Для возбуждения незатухающих колебаний требуемой частоты $F$ необходимо, чтобы напряжение $U_1'$, подаваемое по цепи обратной связи на вход усилителя, было равно $U_1$ и совпадало по фазе с напряжением $U_2$ только для частоты $F$. Для этой цели цепь положительной обратной связи составляется из двух $RC$-ячеек: последовательной $R_2C_2$ и параллельной $R_1C_1$, образующих избирательный по частоте делитель напряжения $U_2$. Частота генерируемых колебаний

$$F=\frac{1}{2\pi\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}.$$

Если $R_1=R_2=R$, а $C_1=C_2=C$, то

$$F=\frac{1}{2\pi RC},$$

а $U_1=U_2/3$.

Улучшение формы колебаний достигается применением *отрицательной обратной связи*, в цепи которой включены резисторы $R_3$, $R_4$ и $R_5$. Для автоматической стабилизации амплитуды выходного напряжения при изменении частоты, напряжений питания или нагрузки один из резисторов цепи отрицательной обратной связи берется нелинейным; если это $R_5$, то он заменяется лампочкой накаливания мощностью 5—20 *вт*, вместо же $R_4$ применяют терморезистор. Переменный резистор $R_3$ позволяет регулировать величину напряжения $U_к$. Плавное изменение частоты производится при помощи сдвоенного блока переменных конденсаторов $C_1C_2$ (или переменных резисторов $R_1R_2$), роторы которых изолируются от корпуса прибора, а набор одновременно переключаемых резисторов $R_1$ и $R_2$ (или конденсаторов $C_1$ и $C_2$) позволяет получить несколько частотных поддиапазонов, коэффициент перекрытия которых обычно берется равным 10.

Промышленностью выпускаются $RC$-генераторы различных типов: Г3-2 (3Г-10), Г3-18 (3Г-14) и Г3-34 с диапазоном частот 20 *гц* — 20 *кгц*; Г3-3 (3Г-11), Г3-4 (3Г-12) и Г3-33 (3Г-16) с диапазоном частот 20 *гц* — 200 *кгц*.

*В RC-генераторах фиксированных частот* применяются однокаскадные возбудители с фазовращающей $RC$-цепочкой (рис. 18-41). Между выходом и входом возбудителя через цепочку $C_1R_1C_2R_2C_3R_3$ действует положительная обратная связь. Генератор возбуждается на частоте $F$, при которой фазовый сдвиг между напряжениями $U_2$ и $U'_1$ ра-

вен 180°. Так как одна *RC*-ячейка сдвигает фазу подведенного к ней напряжения на угол, меньший 90°, то *RC*-цепочка должна

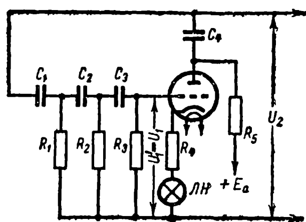



Рис. 18-41. Схема возбудителя *RC*-типа с фазовращающей цепочкой.

содержать не менее трех ячеек. Для регулирования и стабилизации выходного напряжения в схему вводят отрицательную обратную связь, осуществляемую посредством переменного резистора $R_4$ и лампочки *ЛН*. Если $R_1=R_2=R_3=\ldots=R$ и $C_1=C_2=C_3=\ldots=C$, то частота колебаний

$$F=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,RC}\quad \text{при } n=3);$$

$$F=\frac{\sqrt{0{,}7}}{2\pi RC}\quad (\text{при } n=4),$$

где $n$ — число ячеек фазовращающей цепочки.

### Выходные цепи

Выходные цепи измерительных низкочастотных генераторов предназначены для создания на нагрузке заданной величины напряжения (или мощности). Эта задача решается с помощью калиброванного *аттенюатора* (магазина затухания), представляющего собой набор последовательно соединенных четырехполюсных звеньев. Каждое звено, создающее определенное затухание выходного напряжения усилителя мощности, состоит из низкоомных безындукционных (на повышенных частотах — непроволочных) резисторов. Особенностью аттенюаторов является то, что их входное и выходное сопротивления мало зависят от установленной величины затухания и примерно равны *характеристическому сопротивлению аттенюатора* $\rho$, т. е.

$$R_{\text{вх}}\approx R_{\text{вых}}\approx\rho.$$

Для правильной работы аттенюатора требуется его *согласование* с сопротивлениями источника питающего напряжения $R_{\text{п}}$ и нагрузки $R_{\text{н}}$; оно имеет место при равенстве $R_{\text{п}}=R_{\text{н}}=\rho$.

На рис. 18-42 показаны три звена одной из часто применяемых схем аттенюаторов. Если все контакты верхнего и нижнего рядов замкнуты, а среднего ряда разомкнуты, то напряжение с выхода трансформатора *Тр* без затухания подается на нагрузку $R_{\text{н}}$. При включении первой ступени затухания размыкаются контакты $K_{11}$ и $K_{31}$ и замыкается контакт $K_{21}$; подобным образом включаются и другие ступени затухания. Недостатком схемы является необходимость весьма сложного переключателя ступеней затухания. Вместо аттенюатора иногда применяют более простой *делитель напряжения*, одна из возможных схем которого приведена на рис. 18-43. Делитель состоит из группы резисторов, подобранных таким образом, что при установке переключателя $П_1$ в различные положения получаются требуемые коэффициенты деления напряжения; при этом сопротивление делителя между его выходными зажимами *А* и *Б* почти не изменяется и примерно равно выходному сопротивлению трансформатора $Тр_1$.

Так как точное измерение малых напряжений при широких пределах их изменения затруднено, то в генераторах обычно применяют *косвенный метод измерения выходного напряжения*. Для этого с помощью однопредельного вольтметра переменного тока $V\sim$ измеряют подводимое к аттенюатору

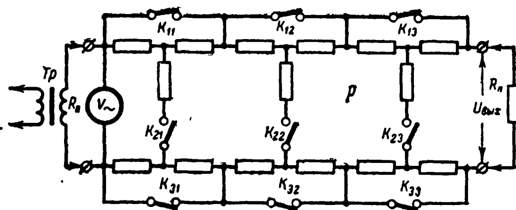



Рис. 18-42. Схема выходной части низкочастотного генератора с аттенюатором.

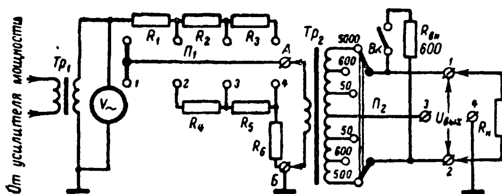



Рис. 18-43. Схема выходной части низкочастотного генератора с делителем напряжения и согласующим трансформатором.

(делителю напряжения) напряжение, величину которого можно плавно регулировать изменением коэффициента усиления одного из усилителей генератора. Установкой переключателя затухания аттенюатора на выход подают строго определенную долю этого напряжения.

*Калибровка аттенюаторов по коэффициенту затухания К* часто производится в децибелах (реже — в неперах) в соответствии с формулой

$$K=20\lg\frac{U_{\text{макс}}}{U_{\text{вых}}},$$

где $U_{макс}$ — максимально возможное значение выходного напряжения $U_{вых}$.

При необходимости регулировки затухания в широких пределах применяют несколько последовательно включенных декадных аттенюаторов, каждый из которых позволяет ослаблять напряжение ступенями, например через 1, 6, 10 или 20 *дб*. Затуханию 1 *дб* соответствует понижение напряжения на 12%, 6 *дб* — в 2 раза, 10 *дб* — в $\sqrt{10}$ раз, 20 *дб* — в 10 раз, 40 *дб* — в 100 раз и т. д.

В некоторых генераторах калибровка аттенюатора (делителя напряжения) производится при отсутствии нагрузки. В этом случае отсчет $U_{вых}$ будет правилен лишь при $R_н \gg R_{вых}$, для выполнения данного условия стремятся получить возможно меньшее значение $R_{вых} \approx \rho$.

В большинстве генераторов аттенюатор калибруется при условии работы на согласованную нагрузку $R_н = R_{вых}$. Это выгодно также тем, что на нагрузке выделяется максимально возможная выходная мощность

$$P_{макс} = U^2_{макс}/R_{вых}.$$

Иногда производится калибровка аттенюатора по мощности в соответствии с формулой

$$K = 10 \lg \frac{P_{макс}}{P_{вых}},\ дб.$$

Если $R_н \neq R_{вых}$, то погрешность отсчета $U_{вых}$ возрастает. Поэтому в генераторах часто предусматривают возможность работы на несколько различных нагрузок, равных, например, 5 000, 600 и 50 *ом*; они подключаются к аттенюатору (делителю напряжения) через согласующий трансформатор $Тр_2$, от вторичной обмотки которого делают ряд отводов для получения необходимого коэффициента трансформации (рис. 18-43). Наличие вывода *3* от средней точки трансформатора позволяет еще в 2 раза уменьшить значения $R_{вых}$, а также получить одновременно два напряжения, равных по величине, но противоположных по фазе. При работе на несимметричную нагрузку один из потенциальных выходных зажимов соединяют с заземленным зажимом *4*. При высокоомной внешней нагрузке, сопротивление которой $R_н$ в несколько раз превышает $R_{вых}$, для повышения точности отсчета $U_{вых}$ к выходным зажимам *1* и *2* включателем *Вк* присоединяют согласованную внутреннюю нагрузку $R_{вн} = R_{вых}$.

## 18-13. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ВЫСОКИХ И СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

**Общие данные.** Высокочастотные измерительные генераторы являются маломощными источниками незатухающих или модулированных колебаний, регулируемых по частоте, параметрам модулирующего сигнала и выходному напряжению (или мощности). Многочисленные типы генераторов в совокупности перекрывают весь диапазон практически используемых радиочастот от 50—100 *кгц* до 20 000 *Мгц*. Генераторы, у которых калибровка параметров выходного сигнала выполнена с повышенной точностью (при широких пределах их изменения), называются *генераторами стандартных сигналов* (ГСС). Они применяются в основном для испытания радиоприемных устройств, определения их чувствительности, полосы пропускания и т. д. Создаваемые генераторами колебания требуемых высоких частот подаются на входы радиоприемников и заменяют для последних сигналы передатчиков, наводимые при действительном приеме в антеннах. Более простые по схеме и конструкции *генераторы сигналов* (ГС) имеют пониженную точность калибровки и более узкие пределы регулировки выходного сигнала, их выходная мощность, как правило, больше, чем ГСС, и они применяются главным образом для питания измерительных линий и других схем, предназначенных для измерения параметров высокочастотных цепей (колебательных систем, антенн и др.).

Для испытаний импульсных радиоустройств широко применяются *комбинированные испытательные приборы* (ГК4-3, ГК4-4 и др.), основным элементом которых является генератор стандартных сигналов; кроме того, в их состав могут входить измеритель мощности (средней и импульсной) и резонансный частотомер, предназначенные для измерения выходной мощности и частоты как внутреннего ГСС, так и внешних генераторов, а также анализатор спектра частот, измеритель коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН) и др.

### Возбудители и модуляторы

Все генераторы могут работать в режиме непрерывной генерации (НГ) при выдаче незатухающих колебаний синусоидальной формы и в режиме амплитудной, частотной или импульсной модуляции выходного сигнала.

*Генераторы с амплитудной модуляцией* (АМ) применяются при испытании и налаживании АМ приемников и каналов изображения телевизионных приемников. Они работают на частотах до десятков или сотен мегагерц и в общем случае содержат (рис. 18-44): *возбудитель*, выполняемый по одной из схем типа *LC* и предназначенный для создания синусоидальных колебаний в заданном диапазоне частот; *резонансный усилитель высокой частоты*, выполняющий одновременно функции буфера и стабилизатора работы возбудителя; *аттенюатор*, служащий для получения на выходе требуемого напряжения (мощности); *электронный вольтметр* $V_\sim$, контролирующий величину напряжения, подводимого к аттенюатору; *внутренний НЧ генератор (модулятор)*, работающий на фиксированной частоте 400

или 1 000 *гц* и служащий для амплитудной модуляции выходного сигнала; *модулометр М*, позволяющий измерять коэффициент модуляции.

Для модуляции колебаний в широком диапазоне звуковых частот используют внешний низкочастотный генератор, напряжение которого подают на зажимы внешней модуляции.

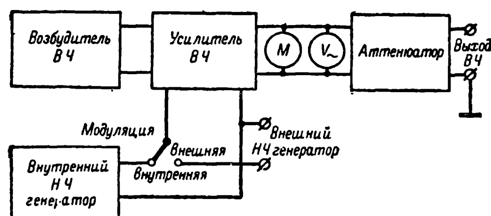



Рис. 18-44. Блок-схема генератора стандартных сигналов с амплитудной модуляцией.

К промышленным типам АМ генераторов относятся генератор сигналов Г3-12 (диапазон частот 0,15—130 *Мгц*), генераторы стандартных сигналов Г4-1А (0,1—25 *Мгц*) и Г4-18 (0,1—35 *Мгц*).

*Генераторы с частотной модуляцией (ЧМ)* работают в области СВЧ (от 15—20 *Мгц* и выше) и применяются для испытаний и регулировки ЧМ приемников и каналов звука телевизионных приемников. Возбудители ЧМ генераторов часто работают по трехточечной схеме типа *LC*. Частотная модуляция осуществляется при помощи реактивной лампы, включенной параллельно контуру, под действием модулирующего сигнала требуемой формы, создаваемого внутренним или внешним источником. Девиация частоты $\Delta f$ может плавно регулироваться и обычно не превышает 0,001 $f_0$, где $f_0$ — несущая (средняя) частота. Наряду с малым значением девиации частоты недостатком схемы является также то, что при неизменном модулирующем напряжении девиация $\Delta f$ изменяется по диапазону пропорционально $f_0$. Значительную девиацию частоты при высокой стабильности несущих частот можно получить в возбудителях с *умножением частоты*. В них ЧМ колебания, созданные в задающем генераторе, поступают в буферный ограничитель, устраняющий паразитную амплитудную модуляцию, а затем в умножитель частоты, где происходит повышение в строго определенное целое число раз несущей частоты $f_0$, а вместе с ней и девиации $\Delta f$. Для поддержания постоянства $\Delta f$ по диапазону с изменением настройки задающего генератора сопряженно изменяют величину модулирующего напряжения.

*Генераторы с импульсной модуляцией (ИМ)* применяются при проверке и регулировке разверток электроннолучевых индикаторов, снятии импульсных, частотных и фазовых характеристик различных устройств СВЧ. В ИМ генераторах колебания СВЧ могут модулироваться видеоимпульсами различной формы (например, прямоугольной с отношением полупериодов 1 : 1 и частотой повторения 1 *кгц* или кратковременными импульсами фиксированной или регулируемой длительности и частоты повторения). Источник модулирующего напряжения может быть встроенный, например мультивибратор или блокинг-генератор, или внешний генератор импульсов. В некоторых генераторах предусматривается выход внутренних импульсных модулирующих сигналов с тем, чтобы их использовать для *синхронного запуска внешних устройств*, например генератора развертки осциллографа. При этом обычно имеется возможность плавной задержки во времени выходных высокочастотных импульсов относительно синхронизирующих импульсов.

К промышленным типам ИМ генераторов относятся генераторы сигналов Г3-19 (диапазон частот 30—200 *Мгц*), Г3-9 (150—900 *Мгц*), Г3-20 (200—840 *Мгц*), Г3-21 (840—1 800 *Мгц*), Г3-10 (2 000—3 000 *Мгц*), Г3-14А (7 500—10 400 *Мгц*) и генератор стандартных сигналов Г4-2 (8 600—9 600 *Мгц*). Модуляторное устройство часто делается комбинированным и дает возможность выбрать нужное сочетание видов модуляции.

Например, АМ и ИМ предусмотрена в генераторах Г3-8 (диапазон частот 20—400 *Мгц*), Г3-8А (6—480 *Мгц*), Г4-7А (20—180 *Мгц*), Г4-17 (20—260 *Мгц*), Г4-5 (150—1 000 *Мгц*), Г4-8 (150—2 000 *Мгц*), ГК4-4 (100—375 *Мгц*); АМ и ЧМ имеется в генераторах Г4-6 (16—128 *Мгц*), Г4-12 (125—250 *Мгц*), Г4-13 (250—700 *Мгц*); ЧМ и ИМ имеется в генераторах Г3-22 (1 800—3 000 *Мгц*), Г3-23 (3 000—4 500 *Мгц*), Г3-24 (4 500—7 500 *Мгц*), Г3-25 (7 000—9 000 *Мгц*), Г3-11 (8 600—9 600 *Мгц*), Г3-26 (8 850—12 090 *Мгц*), Г3-27 (12 000—16 660 *Мгц*), Г4-9 (2 000—3 800 *Мгц*), Г4-10А (3 750—7 500 *Мгц*), Г4-16 (4 500—10 350 *Мгц*).

Точность градуировки и отсчета частоты для большинства измерительных генераторов порядка 1%, поэтому их можно использовать лишь для приближенной проверки градуировки радиоустройств по частоте. С целью повышения плавности регулировки частоты, необходимой для снятия резонансных характеристик, в генераторах уменьшают перекрытие частотных поддиапазонов, применяют подстроечные *нониусные* конденсаторы небольшой емкости, включенные параллельно основному конденсатору настройки, применяют верньерные устройства для калиброванного замедления перемещения элемента настройки. Для повышения точности отсчета частоты многие генераторы дециметрового и сантиметрового диапазонов волн снабжаются внутренними частотомерами резонансного типа.

Возбудители измерительных генераторов на частотах до 30 *Мгц* работают на обычных генераторных триодах, а на частотах до 300 *Мгц* — на малогабаритных УКВ триодах; генерируемая частота опре-

деляется колебательными контурами с конденсаторами переменной емкости в качестве элементов настройки. На частотах до 3 000 *Мгц* используются металлокерамические триоды с дисковыми электродами, хорошо согласующиеся с четвертьволновыми короткозамкнутыми отрезками коаксиальных линий; изменение частоты производится с помощью закорачивающего плунжера, изменяющего длину отрезка линии. Возбудители колебаний более высоких частот работают на отражательных клистронах, перестраиваемых по частоте посредством механического изменения объема резонансной камеры или (на частотах менее 5 000 *Мгц*) путем изменения длины внешнего резонатора коаксиального типа, включенного между контактными дисками клистрона; более точная электронная настройка достигается путем изменения напряжения на отражателе. Трудность усиления колебаний таких высоких частот заставляет обходиться без буферных усилителей.

### Выходные цепи

Выходные цепи высокочастотных генераторов представляют собой аттенюаторы, служащие для уменьшения уровня подводимого высокочастотного сигнала до требуемого калиброванного значения, обычно в пределах от 0,1 — 1 *в* до 0,1 — 1 *мкв* (по напряжению) или от $10^{-3}$ до $10^{-14}$ *вт* (по мощности).

Выходное напряжение определяется косвенным методом по показаниям электронного вольтметра на входе аттенюатора и известному коэффициенту деления сигнала. Величина выходного сигнала выражается относительно максимального уровня в его долях или децибелах. На СВЧ более высокая точность достигается при измерении мощности высокочастотных колебаний, и для этой цели на выходе включают (вместо вольтметров) измерители мощности термисторного типа.

Одна из применяемых схем выходной части ГСС, работающего на частотах до 30—50 *Мгц*, приведена на рис. 18-45. Напряжение высокой частоты порядка 1 *в* подводится к потенциометру $R_1$, используемому для плавной регулировки выходного напряжения. Напряжение, снимаемое с потенциометра и измеряемое вольтметром $V_{\sim}$, подается непосредственно на гнездо $Г_2$. Кроме того, десятая доля этого напряжения через гасящий резистор $R_2$ поступает на ступенчатый аттенюатор цепного типа, каждая ячейка которого уменьшает напряжение в 10 раз (на 20 *дб*). Выходное сопротивление аттенюатора $R_{вых}$ при всех положениях переключателя остается практически постоянным. Для подвода высокочастотного напряжения к нагрузке $R_н$ используется коаксиальный кабель с волновым сопротивлением ρ, равным 50 или 75 *ом*. Это напряжение будет передаваться по кабелю почти без потерь при согласованном выходе, т. е. при $R_{вых} = \rho = R_н$. В качестве постоянной нагрузки $R_н$ служит резистивный делитель напряжения, включенный в конце кабеля. Величина выходного напряжения определяется как произведение показаний, отсчитываемых по шкалам вольтметра, переключателя и делителя $R_н$. Погрешность установки и отсчета выходного напряжения обычно лежит в пределах 10—30%.

Вследствие трудности изготовления безреактивных резисторов, устойчиво работающих на СВЧ, в генераторах метрового диапазона волн применяются емкостные аттенюаторы. В генераторах дециметрового и сантиметрового диапазонов волн используются предельные волноводные аттенюаторы индуктивного типа, представляющие собой отрезки волновода диаметром, много меньшим длины волны колебаний; требуемая степень ослабления устанавливается с помощью подвижного поршня, перемещающего элемент связи (петлю, зонд) выходного коаксиального кабеля относительно высокочастотного поля, действующего на входе волновода. Генераторы, работающие на частотах выше 7 000 *Мгц*, обычно имеют волноводный выход.

Высокочастотные элементы генератора и весь генератор в целом помещают в металлические экраны для того, чтобы электромагнитные поля, создаваемые напряжениями и токами в цепях генератора, не создавали на входе исследуемой схемы заметного высокочастотного напряжения. С повышением рабочих частот генератора глубина проникновения тока в металл уменьшается и толщина экрана берется меньшей. Особенно тщательно выполняется экранировка аттенюатора (рис. 18-45): отдельные его секции разделяются металлическими перегородками для устранения паразитных связей между ними,

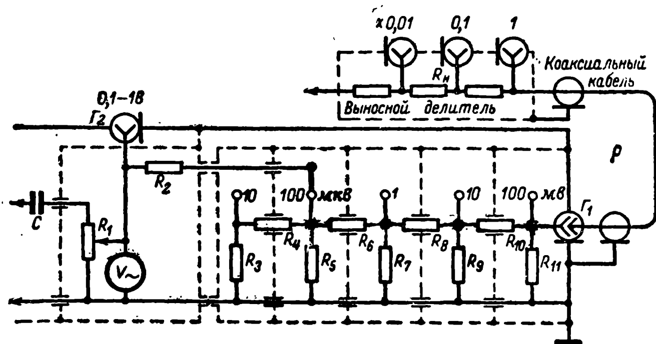



Рис. 18-45. Блок-схема выхода высокочастотного измерительного генератора.

Специальные меры применяются для того, чтобы исключить выход высокочастотной энергии через отверстия, пазы, выводы осей управления, провода питания.

Для повышения устойчивости параметров выходного сигнала (частоты, выходного напряжения) в генераторах применяют внутренние стабилизаторы напряжений питания различных типов.

## 18-14. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Необходимость в измерении частоты электрических колебаний возникает во многих областях науки и техники. Выбор метода измерений отпределяется диапазоном измеряемых частот и требуемой точностью.

Для измерения технических частот в цепях питания применяются частотомеры электромагнитной, электродинамической и ферродинамической систем с непосредственным отсчетом частоты по шкале логометрического измерителя. Эти приборы имеют узкие пределы измерения в границах $\pm 10\%$ одной из номинальных частот 50, 60, 100, 150, 200, 400, 430, 500, 1 000 или 1 500 *гц*, работают при номинальных напряжениях 36, 110, 127, 220 или 380 *в* и потребляют мощность до 12 *ва*. Переносные приборы имеют класс точности 0,2 и 0,5, а щитовые — от 0,5 до 2,5.

Для измерения низких, высоких и сверхвысоких частот применяются частотомеры, основанные на мостовом, электронносчетном и резонансном методах или методе сравнения. В области СВЧ используется также метод непосредственного измерения длины волны электромагнитных колебаний при помощи измерительной линии.

В качестве источников высокостабильных образцовых частот, необходимых для градуировки и проверки частотомеров и других точных частотных измерений, применяют кварцевые, молекулярные и атомные генераторы, а в области низких частот — камертонные генераторы.

### Мостовой метод измерения

Мостовой метод применяется для измерения низких частот в пределах 20 *гц* — 20 *кгц* при погрешности измерений 0,1—1%. Он основан на использовании частотозависимых мостов переменного тока, питаемых напряжением измеряемой частоты $F_x$. При выборе элементов схемы моста рис. 18-46, из условия

$$C_1 = C_2 = C; \quad R_1 = R_2 = R; \quad R_4 = 2R_3$$

мост оказывается уравновешенным для частоты

$$F_x = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Уравновешивание производится сдвоенным переменным резистором $R_1$—$R_2$, снабженным шкалой для отсчета частоты. Расширение диапазона измерений осуществляется одновременным переключением конденсаторов $C_1$ и $C_2$ с десятикратным изменением их емкости. При измерении частот от 200 до 5 000 *гц* в качестве индикатора нуля можно использовать телефоны, за пределами этого

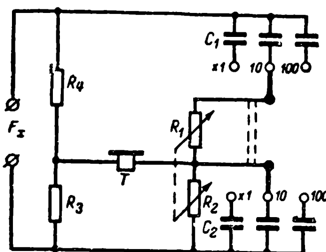



Рис. 18-46. Схема мостового частотомера.

участка — электронный милливольтметр. Для гармоник измеряемой частоты мост остается неуравновешенным, что создает возможность грубой ошибки (промаха) при измерениях.

### Электронносчетные частотомеры

Электронносчетные частотомеры относятся к приборам с непосредственным отсчетом. Они разделяются на приборы малой и высокой точности.

**Электронносчетные частотомеры малой точности** (конденсаторные частотомеры), применяются для измерения частот от 10 *гц* до 500 *кгц* с приведенной погрешностью до 2%. Их действие основано на измерении среднего значения тока заряда или разряда конденсатора, периодически перезаряжаемого с измеряемой частотой $f_x$. Упрощенная схема прибора приведена на рис. 18-47. Напряжение $U_{вх}$ частоты $f_x$ после усиления воздействует на управляющую сетку пентода $Л_1$. При отрицательной полуволне этого напряжения лампа заперта и один из калиброванных конденсаторов $C_3$ заряжается через диод $Д_2$ и измеритель $И$ (магнитоэлектрический микроамперметр) до напряжения $U_1$. В положительный полупериод лампа отпирается и конденсатор $C_3$ быстро разряжается через лампу и диод $Д_1$ до напряжения $U_2$. Напряжения $U_1$ и $U_2$ на конденсаторе фиксируются соответственно диодами $Д_3$ и $Д_4$. Среднее значение тока через измеритель

$$I = C_3 (U_1 - U_2) f_x = C_3 U_{ст} f_x,$$

где $U_{ст} = U_1 - U_2$ — стабилизированное падение напряжения на стабилитроне $Л_2$. Шкала частот измерителя получается линейной. Включением конденсаторов $C_3$ различных номиналов получают несколько поддиапазонов частот. Малая зависимость показаний прибора от величины напряжения $U_{вх}$ достигается предварительным усилением последнего; о достаточности величины $U_{вх}$ су-

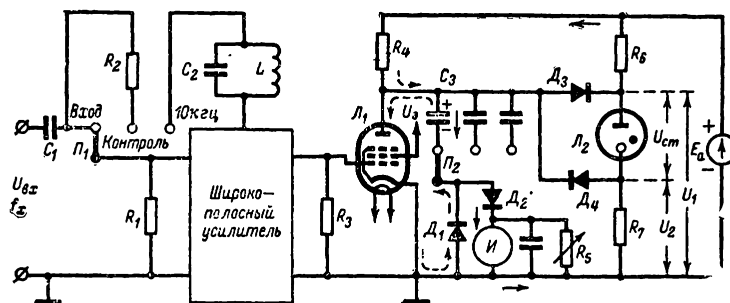



Рис. 18-47. Упрощенная схема конденсаторного частотомера.

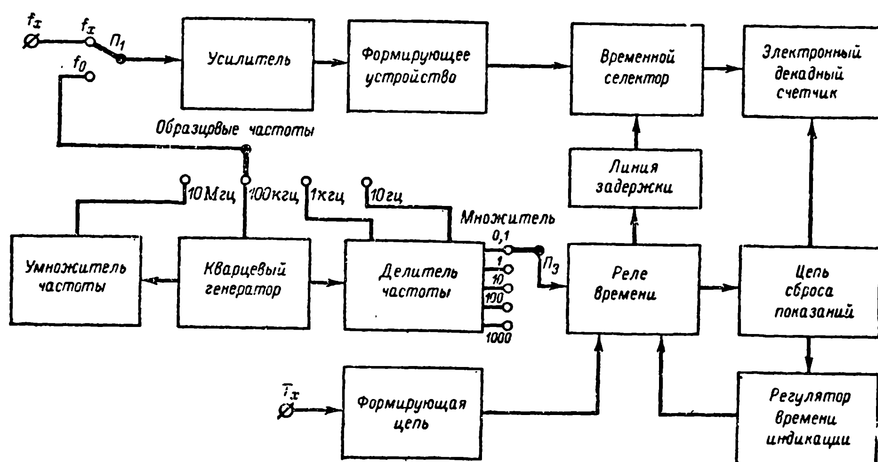



Рис. 18-48. Упрощенная блок-схема электронносчетного частотомера высокой точности.

дят по неизменности показаний измерителя при установке переключателя $П_1$ в положение *Контроль*, когда напряжение на входе усилителя уменьшается на 30%. В положении переключателя 10 *кгц* первый каскад входного усилителя преобразуется во внутренний калибровочный генератор образцовой частоты 10 *кгц*; коррекция градуировки на этой частоте производится переменным резистором $R_5$, включенным параллельно измерителю.

К конденсаторным частотомерам относятся приборы Ч3-1 (ИЧ-6) с диапазоном измеряемых частот 10 *гц* — 200 *кгц* и Ч3-7 (ИЧ-7) с диапазоном 10 *гц* — 500 *кгц*. Приборы Ч3-1 позволяют также измерять частоту повторения импульсов в пределах 10 *гц* — 20 *кгц* и скорости вращения от 150 до 10 000 *об/мин*.

**Электронносчетные частотомеры высокой точности** работают в широком диапазоне низких и высоких частот. Их действие основано на автоматическом счете числа импульсов, поступающих на вход прибора за калиброванный интервал времени.

На рис. 18-48 приведена упрощенная блок-схема частотомера ЧЭ-1 с диапазоном измеряемых частот 10 *гц*—100 *Мгц*. Напряжение измеряемой частоты $f_x$ в усилительно-формирующем устройстве преобразуется в прямоугольные импульсы постоянной амплитуды. Временной селектор пропускает эти импульсы на электронный счетчик в течение заданного интервала времени. Счетчик состоит из восьми счетных декад (на триггерах), каждая из которых соответствует определенному порядку частоты $f_x$ (единицам, десяткам, сотням герц и т. д. до десятков мегагерц).

Результат измерений с точностью до десятков герц отсчитывается по цифровому индикатору. В первой декаде (единицы герц) индикация производится по стрелочному измерителю. Верхняя предельная частота определяется возможной скоростью счета этой декады и ограничивается значением 10 *Мгц*. При измерении частоты от 10 до 100 *Мгц* ее предварительно преобразуют в частоту, меньшую 10 *Мгц* (например, частоту 53,42 *Мгц* в частоту 5,34 *Мгц*). Погрешность измерения частоты в основном определяется точностью калибровки выбранного интервала времени счета. Исходным синхронизирующим элементом, определяющим эти интервалы, является кварцевый генератор. Создаваемые им колебания часто-

ты 100 *кгц* ±0,0002% (с периодом 10 *мксек*) при помощи группы последовательно включенных делителей частоты преобразуются в колебания с периодом 0,001; 0,01; 0,1; 1 и 10 *сек*. Колебания выбранного периода длительности (обратная периоду величина является множителем к показателям декадного счетчика) поступают в реле времени, которое формирует импульс той же длительности строго прямоугольной формы. Этот импульс вызывает сброс предыдущих показаний счетчика, а затем (с задержкой в 4 *мксек*) поступает на селектор и открывает его на заданное время для пропускания исследуемых импульсов к счетчику. Цепь управления селектором может запускаться вручную (нажатием кнопки); в этом случае реле времени вырабатывает лишь один импульс и счетчик выдает один результат измерений. В режиме автоматического измерения частоты импульсы реле времени периодически повторяются и результаты измерений выдаются через выбранные интервалы времени (от 2 до 15 *сек*).

Частотомер может служить источником ряда образцовых частот $f_0$, равных и кратных частоте кварцевого генератора и получаемых с помощью умножителя и делителей частоты. Колебания образцовых частот 100 *кгц* и 10 *Мгц* могут быть поданы на вход прибора и сверены с показаниями счетчика с целью самопроверки его работы. Частотомер также позволяет производить измерение периода $T_x$ или среднего из десяти периодов исследуемых колебаний посредством счета числа импульсов одной из образцовых частот за время $T_x$; для этого исследуемые колебания воздействуют на реле времени, которое открывает селектор на время $T_x$. Частотомер может быть также применен для суммирования нескольких частот и измерения в широких пределах отношения частот или периодов колебаний.

К приборам рассмотренного типа относятся также цифровые частотомеры ЧЗ-3, позволяющие измерять частоты от 10 *гц* до 1 *Мгц*, периоды колебаний от 0,1 до 100 *мксек* и длительности импульсов или интервалы времени от 1 *мксек* до 1 *сек* при относительной погрешности до 0,0005%.

## Резонансные частотомеры

Резонансный частотомер представляет собой колебательную систему, настраиваемую в резонанс на измеряемую частоту возбуждающих ее колебаний. Состояние резонанса фиксируется по наибольшим показаниям индикатора резонанса, пропорциональным току, напряжению или напряженности электрического или магнитного поля в колебательной системе. Измеряемая частота отсчитывается по шкале калиброванного элемента настройки непосредственно (в частотомерах малой точности) или с помощью градуировочных таблиц и графиков.

Частотомеры, измеряющие частоты до 200 *Мгц*, содержат *колебательный контур* из элементов с *сосредоточенными параметрами* — образцовой катушки индуктивности $L_0$ (сменной или переключаемой — при наличии нескольких поддиапазонов измерений) и образцового переменного конденсатора $C_0$ (рис. 18-49). Для повышения точности отсчета частоты уменьшают коэффициент перекрытия поддиапазонов (например, включением параллельно $C_0$ конденсаторов $C_1$ и $C_2$), а управление переменным конденсатором производят через верньерное устройство с замедлением в 20—100 раз, что позволяет

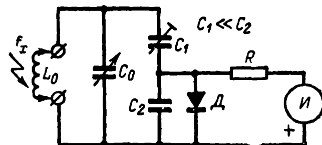



Рис. 18-49. Схема резонансного частотомера с колебательным контуром.

получить до нескольких тысяч отсчетных точек. Связь с источником исследуемых колебаний осуществляется за счет индуктивных наводок в контурной катушке или специальной катушке связи, а иногда — посредством небольшой штыревой антенны; с целью исключения взаимных влияний эта связь должна быть слабой. В качестве индикаторов резонанса используются термоэлектрические миллиамперметры, включаемые в контур последовательно, или высокочастотные диодные вольтметры; последние подключаются к контуру через емкостный делитель с большим коэффициентом деления (рис. 18-49), автотрансформаторным путем или индуктивно. Потери, вносимые индикатором в контур, не должны вызывать заметного притупления резонансной характеристики контура, поэтому связь между ними берется слабой.

На частотах выше 150 *Мгц* в качестве колебательных систем частотомеров применяются четвертьволновые (реже — полуволновые) *коаксиальные резонаторы*. Четвертьволновый резонатор представляет собой отрезок коаксиальной линии (рис. 18-50,*а*); ее

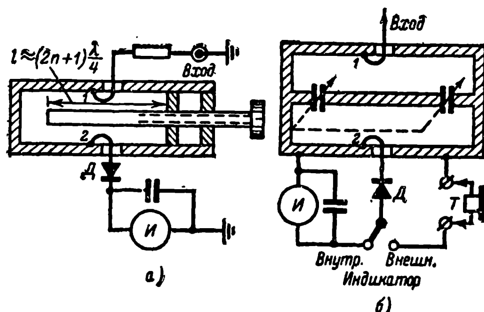



Рис. 18-50. Схемы резонансных частотомеров с коаксиальными резонаторами.

*а* — четвертьволновым; *б* — укороченным.

внутренним проводником служит подвижный стержень, один конец которого замкнут с внешним проводником, а второй конец свободен. Длину внутреннего проводника $l$ изменяют при помощи калиброванного микрометрического ходового устройства (винта). При $l \approx \lambda/4$, $3\lambda/4$, $5\lambda/4$ и т. д., интенсивность полей, возбужденных в резонаторе колебаний, резко возрастает — имеет место резонанс. Шкала микрометрического винта градуируется в значениях частоты $f_x$ или длины волны $\lambda$; при более точных измерениях находят значение $\lambda/2$ по величине перемещения микрометрического винта между двумя смежными резонансными настройками. На частотах до 750 *Мгц* с целью уменьшения длины резонаторы иногда нагружают на одном или обоих концах переменным конденсатором, которым осуществляется резонансная настройка (рис. 18-50, *б*). В диапазоне сантиметровых волн применяются также частотомеры с *объемными резонаторами* в виде полых металлических цилиндров; настройка в резонанс производится изменением объема резонатора при помощи передвижного поршня.

В частотомерах с коаксиальными и объемными резонаторами исследуемые колебания, воспринятые антенной или подведенные по высокочастотному кабелю или волноводу, вводятся в колебательную систему при помощи петли связи *1* (рис. 18-50), реже — посредством зонда (штыря) или через щель; в некоторых приборах на входе включен аттенюатор поглощающего типа, позволяющий уменьшить мощность сигнала до уровня, необходимого при измерениях. Индикатором резонанса обычно служит диодный вольтметр, состоящий из кристаллического детектора *Д*, чувствительного магнитоэлектрического измерителя и петли связи *2*. При приеме АМ и особенно ЧМ колебаний чувствительность такого индикатора может оказаться недостаточной; поэтому в некоторых частотомерах предусматривается возможность включения усилителя между детектором и измерителем или используется внешний чувствительный индикатор (телефон, осциллограф, электронный вольтметр).

Резонансные частотомеры работают, используя энергию исследуемых колебаний, поэтому они непригодны для проверки градуировки радиоприемников.

Чувствительность резонансного частотомера характеризуется минимальной мощностью сигнала на его входе, необходимой для измерения частоты (т. е. для получения заметного отклонения стрелки индикатора резонанса); обычно она лежит в пределах 0,1—1 *мвт*. Согласно ГОСТ 9772-61 резонансные частотомеры в зависимости от величины допустимой основной погрешности разделяются по точности на пять классов: 0,01; 0,05; 0,1; 0,5 и 1,0.

Промышленностью выпускаются резонансные частотомеры различных типов: Ч2-1 (диапазон измеряемых частот 50 *кгц* — 50 *Мгц*), Ч2-2 (40—180 *Мгц*), Ч2-3 (150—240 *Мгц*), Ч2-4 (237—375 *Мгц*), Ч2-5 (150—375 *Мгц*), Ч2-6 (350—675 *Мгц*), Ч2-7 (550—750 *Мгц*), Ч2-8 (600—2 000 *Мгц*), Ч2-19А (1 500—2 500 *Мгц*), Ч2-9 (1 765—3 750 *Мгц*), Ч2-10 (2 500—7 500 *Мгц*), Ч2-11 (4 000—5 660 *Мгц*), Ч2-12 (7 800—11 200 *Мгц*).

**Измерение частоты методом сравнения.** Измеряемая частота $f_x$ может быть определена путем ее сравнения с образцовой частотой $f_0$. В области низких частот такое сравнение обычно производят при помощи осциллографа (см. § 18-15), а на высоких частотах — способом нулевых биений. В последнем случае на вход детек-

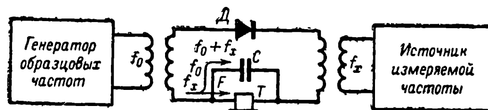



Рис. 18-51. Принцип измерения высоких частот способом нулевых биений.

тора *Д* подаются одновременно колебания двух высоких частот $f_0$ и $f_x$ (рис. 18-51). В результате детектирования суммарного колебания (биений) в цепи детектора возникает пульсирующий ток, содержащий составляющие основных частот $f_0$ и $f_x$, а также составляющие высших гармоник и комбинационных частот $f_0+f_x$ и $f_0-f_x$. Если частоты $f_0$ и $f_x$ близки друг к другу, то разностная частота биений $F=|f_0-f_x|$ может оказаться в пределах звуковых частот и тон этой частоты будет услышан в телефонах *Т*. Измерение сводится к определению частоты $f_0=f_x$, при которой наступают нулевые биения ($F=0$), обнаруживаемые по пропаданию звука в телефонах. Погрешность измерений определяется точностью градуировки и отсчета частоты $f_0$.

Связь между генераторами колебаний частот $f_0$ и $f_x$ должна быть слабой; при сильной связи и близких частотах настройки может возникнуть *явление захватывания*, при котором область нулевых биений расширяется из-за навязывания одним из этих генераторов своей частоты другому генератору.

## Кварцевые калибраторы

Для проверки градуировки радиоустройств в ряде так называемых опорных точек шкалы, соответствующих строго определенным частотам, предназначены кварцевые калибраторы. Основной частью прибора (рис. 18-52) является кварцевый

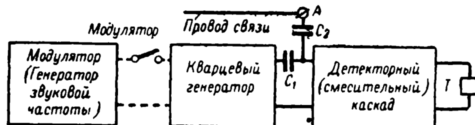



Рис. 18-52. Блок-схема кварцевого калибратора.

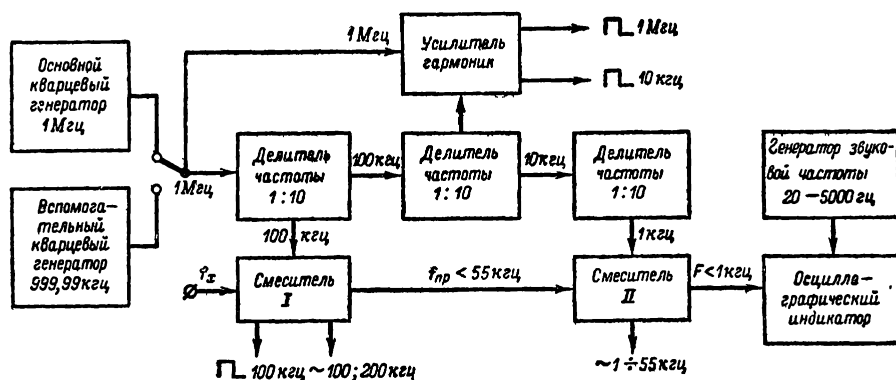



Рис. 18 53. Упрощенная блок-схема калибратора частотомера Ч5 2.

генератор. Возбуждаемые им колебания имеют форму, резко отличную от синусоидальной, и потому содержат, кроме составляющей основной частоты $f_0$, большое число гармоник с частотами $2f_0$, $3f_0$, $4f_0$ и т. д., имеющими такую же высокую стабильность, как и частота $f_0$.

*При проверке градуировки передатчика* (высокочастотного генератора) колебания последнего, наводимые в проводе связи, воздействуют на вход детекторного каскада (смесителя) одновременно с колебаниями кварцевого генератора. Передатчик последовательно настраивают на частоты ряда гармоник генератора по нулевым биениям, регистрируемым телефонами *T*, и таким образом определяют опорные точки его шкалы.

*При проверке градуировки радиоприемников* калибратор используют как источник колебаний ряда образцовых частот, излучаемых через провод связи. Опорные точки шкалы приемника определяют последовательной настройкой последнего на различные гармоники кварцевого генератора, наводимые во входной цепи. При телеграфном режиме работы приемника его точную настройку на гармонику калибратора устанавливают по нулевым биениям с колебаниями второго гетеродина, прослушиваемыми в телефонах на выходе приемника. Для проверки градуировки приемников, работающих только в телефонном режиме, колебания калибратора должны быть промодулированы звуковой частотой от внутреннего или внешнего источника.

Во избежание ошибки в определении номера гармоники, соответствующей опорной точке шкалы, исследуемое устройство должно иметь хотя бы приближенную шкалу частот, предварительно проградуированную с помощью прибора с однозначным отсчетом — резонансного частотомера, измерительного генератора и т. п. Определение номера гармоники облегчается тем, что кварцевые генераторы обычно могут работать на двух стабилизированных кварцами и находящихся в десятичном отношении основных частотах, каждой из которых соответствует свой ряд гармоник.

Например, кварцевым калибратором Ч5-1 (КК-6), использующим кварцы на 125 и 1 250 *кгц*, можно измерять частоты в диапазоне 125 *кгц* — 20 *Мгц* с относительной погрешностью не более 0,05%.

Высокая точность измерений в широком диапазоне низких и высоких частот достигается в калибраторах-частотомерах. Их действие основано на ступенчатом калиброванном преобразовании измеряемой частоты $f_x$ в звуковую частоту $F$ и измерении последней. Примером может служить прибор Ч5-2 (КЧ-1), который содержит кварцевый генератор частоты $f_к = 1$ *Мгц* (рис. 18-53); последняя с помощью группы делителей частоты (мультивибраторов, стабилизированных частотой $f_к$) последовательно понижается до 100, 10 и1 *кгц*. В смесителе *I* в результате детектирования биений между колебаниями частоты $f_x$ и $m$-гармоникой частоты 100 *кгц* выделяется напряжение промежуточной частоты $f_{пр} = |f_x - 100m| \leqslant 55$ *кгц*. В смесителе *II* в результате детектирования биений между колебаниями $f_{пр}$ и $n$-гармоникой частоты 1 *кгц* выделяется напряжение звуковой частоты $F = |f_{пр} - n| < 1$ *кгц*; точное измерение последней производится путем ее сравнения с образцовой частотой звукового генератора при помощи осциллографического индикатора. Измеряемая частота находится по данным $m$, $n$ и $F$. Колебания частот $f_x \leqslant 55$ *кгц* поступают без первичного преобразования на смеситель *II*, а частот $f_x \leqslant 1$ *кгц* — непосредственно на индикатор. Для исключения ошибки в определении номеров гармоник $m$ и $n$ вместо основного кварцевого генератора в схему может включаться вспомогательный генератор, работающий на частоте ($f_к$—10 *гц*).

В приборе предусмотрен выход колебаний большого числа образцовых частот синусоидальной и прямоугольной формы; последние могут быть использованы для градуировки приемников в широком частотном диапазоне (до 30—100 *Мгц*).

### Гетеродинные частотомеры

Для градуировки радиоустройств в плавном диапазоне частот предназначены гетеродинные частотомеры. Согласно ГОСТ 9771-61 они разделяются по точности на три класса: 0,0005; 0,005 и 0,05, определяемые величиной основной относительной погрешности.

*Частотомер средней точности* (рис. 18-54) Основным элементом этого частотомера служит гетеродин, т. е. маломощный ламповый генератор. Для повышения стабильности и точности отсчета частоты гетеродин работает в узком плавном диапазоне сравнительно низких частот, а для измерений используются колебания как основных частот, так и ряда их гармоник; управление настройкой гетеродина осуществляют через верньерный механизм с большим замедлением (до 100—300 раз); результаты отсчета по равномерной шкале, имеющей несколько тысяч отсчетных точек, обычно переводятся в частоты посредством таблиц или графиков. Измерения производятся методом нулевых биений, для индикации которых используются телефоны, электронно-световые индикаторы настройки или электронные вольтметры. Для регулировки уровня входного (выходного) сигнала служит аттенюатор *Ат*, который в простейшем случае представляет собой потенциометр. Вследствие многозначности градуировки гетеродина каждому положению ручки настройки соответствует несколько возможных значений $f_x$. Приближенное значение $f_x$ если оно неизвестно, можно определить расчетом по формуле

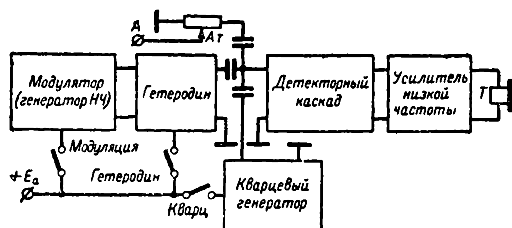



Рис. 18-54. Блок-схема гетеродинного частотомера средней точности.

$$f_x = \frac{f_1 f_2}{f_1 - f_2},$$

где $f_1$ и $f_2$ — ближайшие друг к другу основные частоты гетеродина, гармоники которых создают с частотой $f$ нулевые биения.

В состав прибора также входят *модулятор*, включаемый при проверке градуировки радиотелефонных приемников, и *кварцевый генератор*, колебания которого, богатые гармониками, используются для калибровки шкалы гетеродина. Выбор рода работы производится без нарушения межкаскадных связей посредством включения анодного питания отдельных элементов. При включении одного кварцевого генератора частотомер используется как кварцевый калибратор для частотных измерений на гармониках генератора. Проверка градуировки гетеродина производится при одновременном включении гетеродина и кварцевого генератора, колебания которых подводятся к детекторному каскаду. Между этими колебаниями возникают нулевые биения при настройке гетеродина на ряд частот, удовлетворяющих равенству

$$f_г = \frac{n}{m} f_к,$$

где $f_г$ и $f_к$ — основные частоты гетеродина и кварцевого генератора, а $m$ и $n$ — соответствующие им номера взаимодействующих гармоник. Эти частоты называются *опорными* и выделяются в таблицах градуировки. Перед началом измерений гетеродин настраивают на одну из опорных частот, ближайшую к предполагаемому значению $f_x$, и органами подстройки гетеродина добиваются нулевых биений, тем самым осуществляя коррекцию его градуировки. Затем кварцевый генератор выключают и с помощью гетеродина производят измерение частоты $f_x$.

*В частотомерах высокой точности* строго стабилизируют режим питания и температурный режим кварцевого генератора, который часто отделяется от остальной схемы прибора буферным каскадом. Чтобы уменьшить погрешность градуировки гетеродина, увеличивают число калибровочных опорных частот и уменьшают частотный интервал между ними. Для этой цели кварцевый генератор применяют совместно с мультивибраторами, работающими в режиме деления частоты. Например, при $f_к = 1$ *Мгц* и последовательном включении двух мультивибраторов с коэффициентами деления $N = 10$ получается сетка калибровочных частот, кратных 1 000, 100 и 10 *кгц*. Если требуется сохранить малый интервал между опорными частотами вплоть до самых высоких частот, применяют модуляцию колебаний частоты $f_к$ генератора частотой $f_м = f_к / N$ синхронизированного им мультивибратора; при этом получают сетку опорных частот

$$(f_к;\ 2f_к;\ 3f_к \cdots) \pm (f_м;\ 2f_м;\ 3f_м \cdots).$$

Кварцевый генератор и элементы, служащие для создания сетки калибровочных опорных частот, образуют *калибратор частотомера*.

Промышленностью выпускаются гетеродинные частотомеры средней точности Ч4-1 (диапазон измеряемых частот 125 *кгц* — 20 *Мгц*). Ч4-2 (50 *кгц* — 800 *Мгц*) и высокой точности Ч4-3 (100—1 000 *Мгц*), Ч4-4 (30—3 500 *Мгц*), Ч4-5 (2 500—11 000 *Мгц*) и Ч4-6 (3 000—8 000 *Мгц*).

## 18-15. ЭЛЕКТРОННЫЕ ОСЦИЛЛОГРАФЫ

Электронными осциллографами называются приборы, предназначенные для визуального наблюдения, исследования и фотографирования электрических процессов. Они применяются для измерения самых различных электрических величин: амплитуд напряжений и токов, полных сопротивлений, частоты, фазовых сдвигов, длительностей импульсов и др., а также многих неэлектрических величин, преобразуемых с помощью датчиков в электрические. Малая инерционность осциллографа позволяет исследовать переменные величины в широком диапазоне частот от постоянного тока до сотен мегагерц и более. При использовании вспомогательных устройств на экране прибора можно воспроизвести вольт-амперные, частотные, амплитудные, фазовые, переходные и другие характеристики исследуемых установок.

Осциллографы разделяются на три основные группы: 1) с непрерывной (периодической) разверткой, 2) универсальные с непрерывной и ждущей развертками, 3) скоростные или сверхвысокочастотные.

### Индикаторное устройство осциллографа

*Электроннолучевая трубка.* Индикаторами осциллографов обычно являются низковольтные электроннолучевые трубки (ЭЛТ) с электростатической фокусировкой и управлением. Исследуемый процесс наблюдается в виде светящейся кривой, возникающей на экране трубки в результате его бомбардировки узким пучком быстролетящих электронов.

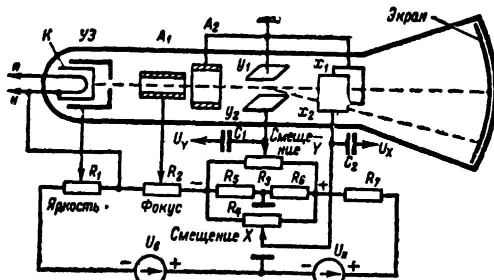



Рис. 18-55. Схематическое устройство и схема включения осциллографической электроннолучевой трубки.

Схематическое устройство ЭЛТ и типовая схема ее включения показаны на рис. 18-55.

*Электронная пушка.* Источником электронов служит подогревный катод *К*. Яркость свечения экрана регулируется посредством изменения отрицательного смещения на управляющем электроде *УЭ* потенциометром $R_1$ (примерно в пределах от 0 до —60 *в*). Величина смещения определяет количество электронов, проходящих через отверстие в центре основания цилиндра и образующих электронный луч.

Электроны приобретают требуемую скорость под воздействием полей двух цилиндрических анодов $A_1$ и $A_2$. На первый анод подается положительное относительно катода напряжение порядка 300—1 000 *в*, а на второй анод — порядка 800—4 000 *в*.

Фокусировка пучка электронов в узкий луч, сходящийся на экране трубки, происходит в электростатическом поле между анодами $A_1$ и $A_2$ и достигается подбором напряжения на аноде $A_1$.

*Экран трубки* предназначен для визуального наблюдения; он покрывается виллемитом или сернистым цинком, дающим зеленое свечение, хорошо воспринимаемое глазом. Для фотографирования пригодны также экраны, покрытые вольфрамовыми солями, дающими синее свечение. Все экраны обладают свойством послесвечения, которое в большинстве трубок длится в течение десятых долей секунды после прекращения воздействия на экран электронного луча. Для исследования очень медленных, а также быстропротекающих одиночных или редко повторяющихся процессов используются экраны с длительным послесвечением — порядка секунд.

*Управление электронным лучом* осуществляется с помощью двух пар взаимно перпендикулярных отклоняющих пластин $y_1y_2$ и $x_1x_2$. При отсутствии на этих пластинах напряжений электронный луч, двигаясь прямолинейно, создает светящееся пятно в центре экрана. При подаче на пару пластин напряжения между ними возникает электрическое поле, отклоняющее электронный луч в сторону положительно заряженной пластины. При этом происходит смещение пятна на экране, величина которого пропорциональна приложенному напряжению.

При подведении к паре отклоняющих пластин переменного напряжения с частотой выше 15—20 *гц* на экране наблюдается прямая линия, в которую сливаются отдельные положения светящегося пятна. При одновременном воздействии переменных напряжений на пластины $y_1y_2$ и $x_1x_2$ на экране воспроизводится кривая сложной траектории перемещения пятна.

Потенциал второго анода должен быть равен среднему потенциалу отклоняющих пластин во избежание возникновения между ними отклоняющего поля, могущего нарушить фокусировку электронного луча. Поэтому второй анод трубки, а с ним и положительный полюс источника высоковольтного напряжения $U_в$ соединяют с корпусом; при этом катод трубки оказывается под высоким отрицательным потенциалом относительно корпуса. Для установки начального положения светящегося пятна на пластины трубки подают постоянные напряжения, регулируемые по величине и полярности потенциометрами $R_3$ и $R_4$.

*Чувствительность трубки S* численно равна величине отклонения пятна на экране (в миллиметрах) при подведении к пла-

стинам напряжения 1 *в*. Обычно $S=0,1 \div 0,5$ *мм/в*. Различают чувствительность трубки по вертикальному отклонению $S_y$ и по горизонтальному отклонению $S_x$.

*Чувствительность осциллографа* $S_0$ по каналу *Y* или *X* определяется наибольшей длиной светящейся линии на экране в миллиметрах, приходящейся на 1 *в* амплитудного (с размахом от пика до пика) значения входного напряжения. При синусоидальной форме напряжения длина линии на экране соответствует двойному амплитудному значению поданного напряжения в вольтах. Поэтому чувствительность в пиковых или действующих значениях напряжения следует определять по формулам:

$$S_{\text{о.пик}}=\frac{l}{2,82U}; \quad S_{\text{о.действ}}=\frac{l}{U},$$

где $l$ — длина светящейся линии, *мм*;
$U$ — подводимое напряжение, измеренное вольтметром, *в*.

При этом следует помнить, что чувствительность $S_0$ зависит от установки входного аттенюатора и ручки регулировки усиления канала. При необходимости ее определяют для различных положений ручек управления при подаче на вход канала синусоидального напряжения.

## Блок-схема универсального электронного осциллографа

*Элементы схем осциллографов.* Большинство современных осциллографов широкого применения (С1-2 — С1-9) являются универсальными; они позволяют производить исследования как непрерывных периодических процессов, так и импульсных сигналов. Типовая блок-схема такого осциллографа представлена на рис. 18-56.

*Канал Y вертикального отклонения луча.* Исследуемый сигнал подается на вход канала *Y* непосредственно или через выносной делитель напряжения. При большой амплитуде этого сигнала он ограничивается калиброванным входным аттенюатором, который обычно имеет высокоомный вход; в одном из положений переключателя аттенюатора часто предусматривают уменьшение входного активного сопротивления канала до 50, 75 или 100 *ом* с целью согласования его входа с соответствующими выходными цепями исследуемых устройств.

Усилитель канала *Y* дает возможность исследовать слабые сигналы. Он делается широкополосным и характеризуется полосой пропускания, в пределах которой коэффициент усиления изменяется не более чем в $\sqrt{2}$ раз (или на 3 *дб*) от его максимального значения. При необходимости исследования очень медленных процессов нижняя граница полосы доводится до нулевой частоты путем использования усилителя постоянного тока. В схеме усилителя предусматривают регулировку коэффициента усиления, а вместе с ним — амплитуды отклонения пятна на экране по оси *Y*. Выходные каскады усилителя канала *Y* часто выполняются по двухтактной схеме; в этом случае на отклоняющие пластины подают переменные напряжения, симметричные относительно корпуса, что улучшает фокусировку электронного луча.

Если амплитуда исследуемых сигналов достаточно велика, а их частота выходит за границы полосы пропускания усилителя, то эти сигналы можно подавать непосредственно на отклоняющие пластины, отключив от последних выход усилителя; при таком включении входное сопротивление канала значительно возрастает.

*Канал X горизонтального отклонения.* Для наблюдения на экране формы кривой напряжения, поданного на вход *Y*, в канале горизонтального отклонения включается генератор периодической развертки. Вырабатываемое им напряжение пилообразной формы $u_{\text{пил}}$ после усиления воздействует на пластины $x_1x_2$. Период этого напряжения $T_{\text{пил}}$ (рис. 18-57) состоит из *времени прямого хода* $\Delta T_1$, в течение которого напряжение изменяется линейно и заставляет

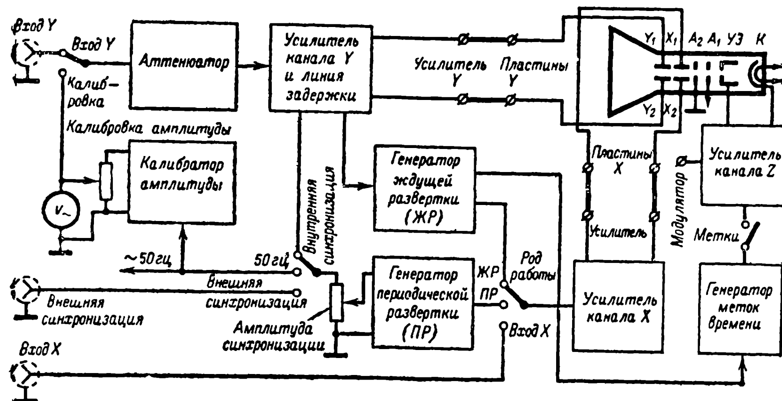



Рис. 18-56. Блок-схема универсального осциллографа.

электронный луч равномерно перемещаться по экрану в горизонтальном направлении, развертывая во времени изображение исследуемой кривой, и *времени обратного хода* $\Delta T_2$, в течение которого напряжение быстро возвращается к исходному значению. Обычно линию обратного хода, мешающую наблюдениям, устраняют автоматической подачей на управляющий электрод трубки в течение времени $\Delta T_2$ большого отрицательного смещения, запирающего электронный луч.

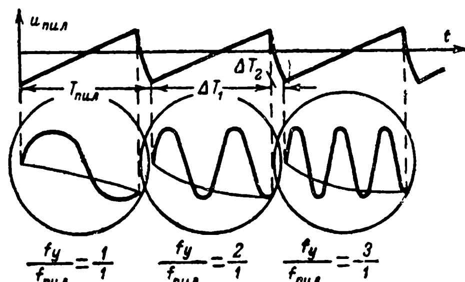



Рис. 18-57. Кривая пилообразного напряжения и изображения синусоидального напряжения на экране при различных отношениях частот $f_y/f_{пил}$ ($f_{пил}=1/T_{пил}$).

Для получения на экране неподвижного изображения $N$ периодов исследуемого напряжения частота последнего $f_y$ должна в целое число раз $N$ превышать частоту пилообразного напряжения $f_{пил}$, т. е. $f_y/f_{пил}=N$, что достигается подбором частоты $f_{пил}$. Поэтому генераторы развертки работают в широком и плавно регулируемом диапазоне частот, разбитом на несколько поддиапазонов и согласованном с полосой пропускания канала $Y$. Вследствие неизбежных колебаний частот $f_y$ и $f_{пил}$ их целочисленное отношение может с течением времени самопроизвольно нарушиться, что приведет к перемещению изображения на экране и необходимости частой регулировки частоты $f_{пил}$. Чтобы избежать этого, частоту генератора $f_{пил}$ обычно синхронизируют частотой $f_y$, т. е. заставляют частоту $f_{пил}$ автоматически следовать за всеми изменениями частоты $f_y$ при сохранении постоянства их отношения. Частоту $f_{пил}$ можно синхронизировать также с частотой внешнего сигнала, подводимого к гнезду «внешняя синхронизация», или с частотой 50 *гц* питающей сети. Для получения устойчивой синхронизации амплитуду синхронизирующего напряжения можно усиливать с помощью специального усилителя или усилителя канала $X$. Выходной каскад усилителя канала часто делают по двухтактной схеме, что уменьшает трапецеидальные искажения.

Для исследования кратковременных импульсов, которые при периодической развертке наблюдаются в виде острых всплесков, применяют *генераторы ждущей развертки*. Каждый импульс исследуемого напряжения запускает генератор, который выдает на горизонтально отклоняющие пластины одиночный импульс пилообразного напряжения определенной длительности с амплитудой, необходимой для развертки на всю ширину экрана. Длительность ждущей развертки (а следовательно, и ширину кривой наблюдаемого импульса) можно изменять ступенями. Так как начало развертки запаздывает относительно запускающего импульса на десятые доли микросекунды, то для наблюдения фронта импульса в канал $Y$ вводят *линию задержки* (искусственную длинную линию). Запуск генератора может производиться по выбору импульсами положительной или отрицательной полярности. Иногда применяются специальные генераторы коротких импульсов для синхронного запуска ждущей развертки и внешних устройств. В качестве генераторов разверток применяются различные варианты мультивибраторов и фантастронов.

Во многих осциллографах имеется также канал $Z$, позволяющий модулировать яркость свечения экрана внешним сигналом, подводимым к гнезду «модулятор».

*Устройства для измерения амплитуды и длительности сигнала.* Некоторые осциллографы содержат устройства для измерения амплитуды и длительности исследуемых сигналов. Измерение амплитуды напряжения сигнала с точностью порядка 5—10% производится (при выключенной развертке) сравнением ее с известной амплитудой калибровочного напряжения частотой 50 *гц*, выдаваемого калибратором амплитуды. При одинаковой длине линий, созданных обоими сигналами на экране, измеряемая амплитуда отсчитывается по шкале делителя напряжения или диодного вольтметра, включенного на выходе калибратора. Для измерения высоты изображений на экран накладывают прозрачную сетку.

Если развертка осциллографа калибрована по длительности или скорости, то длительность исследуемого сигнала можно измерить по горизонтальной шкале с временны́м масштабом, наложенной на экран. В других случаях применяются генераторы меток времени, которые через строго определенные интервалы времени выдают импульсы, воздействующие на управляющий электрод (или пластины $y_1y_2$) трубки и создающие на изображении яркостные (или амплитудные) метки. Длительность сигнала с точностью до 3—5% определяется по числу меток, укладывающихся в пределах изображения сигнала.

Некоторые осциллографы (С1-7, С1-12, С1-27) позволяют одновременно наблюдать и исследовать два электрических процесса. Для этой цели используются двухлучевые электроннолучевые трубки, содержащие внутри общей колбы две самостоятельные системы электронных пушек с управляющими электродами.

Одновременное наблюдение нескольких процессов возможно и на экране обычного однолучевого осциллографа при использо-

вании *коммутирующей приставки,* с помощью которой исследуемые напряжения поочередно подаются на вход $Y$ и наблюдаются на различных регулируемых по высоте уровнях. Практическое применение получили коммутаторы трех типов: механические, электронные и тиратронные.

Блок-схемы универсальных осциллографов весьма разнообразны и могут в деталях отличаться от рассмотренной. В ряде осциллографов отсутствуют вход канала $X$, канал $Z$, калибраторы амплитуды или длительности. Простейшие осциллографы (С1-1, ЭО-4) имеют только периодическую развертку. Телевизионные осциллографы (С1-9, С1-13) в дополнение к элементам схемы универсального осциллографа, содержат специальные устройства, позволяющие детально исследовать телевизионный сигнал от целого полукадра до части любой строки растра, наблюдать частотные характеристики каналов телевизионного приемника и т. п.

*Скоростные осциллографы* (С1-10, С1-11 и др.) составляют особую группу. Они предназначены для исследования и регистрации (обычно путем фотографирования) кратковременных периодических или однократных процессов весьма малой длительности (порядка долей микросекунды). Для получения достаточной яркости изображения на экране при большой скорости его развертывания электронным лучом в осциллографах применяются трубки, работающие при повышенном (до 10 *кв* и более) напряжении на втором аноде и имеющие экраны с длительным послесвечением. Осциллографы имеют лишь ждущую развертку, калиброванную по длительности. Для усиления исследуемых сигналов применяются усилители с распределенным усилением или лампы с бегущей волной, рассчитанные на полосу пропускания порядка десятков и сотен мегагерц. В высоковольтных осциллографах усилители отсутствуют и исследуемые сигналы с большой амплитудой (от десятков вольт) подаются непосредственно на отклоняющие пластины трубки.

## Простейшие применения электронных осциллографов

Электронные осциллографы широко применяются в качестве индикаторов при различных измерениях методом сравнения, а также для измерения напряжения, тока, частоты, сдвига фаз и т. п.

*Измерение напряжений.* Если осциллограф не имеет специального устройства для измерения напряжений, то по длине линии $l$ и известному значению $S_0$ можно определить напряжения:

$$U = \frac{l}{S_{\text{о.действ}}}; \quad 2U_{\text{м}} = \frac{l}{S_{\text{о.пик}}};$$

$$U_{\text{ппк}} = \frac{l}{S_{\text{о.пик}}},$$

где $2U_{\text{м}}$ — размах (двойная амплитуда) периодического напряжения;

$U_{\text{пик}}$ — пиковая амплитуда односторонних импульсов.

Если известно сопротивление $R$, с которого снимается измеряемое напряжение, то по закону Ома может быть найдено и соответствующее значение тока в исследуемой цепи. При включенной развертке осциллограф позволяет измерить напряжение или ток в отдельных точках наблюдаемой на экране кривой.

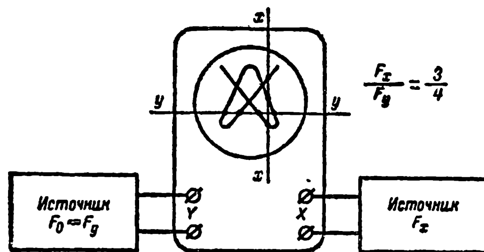



Рис. 18-58. Блок-схема измерения частоты при помощи осциллографа.

*Измерение низких частот* производят по блок-схеме на рис. 18-58. Напряжение измеряемой частоты $F_x$ и известной частоты $F_0 = F_y$ образцового генератора подводят к различным входам осциллографа. Частоту $F_y$ изменяют до тех пор, пока на экране не возникнет неподвижная фигура, называемая фигурой Лиссажу (желательно возможно более простой формы, например в виде окружности или восьмерки). Эту фигуру мысленно пересекают линиями $xx$ и $yy$, параллельными отклоняющим пластинам $x_1x_2$ и $y_1y_2$, и подсчитывают число пересечений каждой из линий с фигурой. Отношение полученных чисел $m:n$ точно равно отношению частот $F_x:F_y$ при условии, что проведенные линии не проходят через узловые точки фигуры или касательно к ней, а форма сравниваемых колебаний близка к синусоидальной. Измеряемая частота

$$F_x = F_y \frac{m}{n}.$$

*Измерение сдвига фаз* $\varphi$. Для этого исследуемые напряжения $U_x$ и $U_y$ одинаковой частоты подводятся одновременно к соответствующим пластинам электронно-лучевой трубки. На экране наблюдается эллипс, который при $\varphi=0$ и $\varphi=180°$ сжимается в прямую линию (рис. 18-59). Сдвиг фаз находится по размерам отрезков, отсекаемых эллипсом на осях координат в соответствии с формулой

$$\varphi = \pm \arcsin \frac{b}{B} = \pm \arcsin \frac{a}{A}.$$

Погрешность измерений порядка 5% при $\varphi$, близком к 0 и 180°, и сильно возрастает

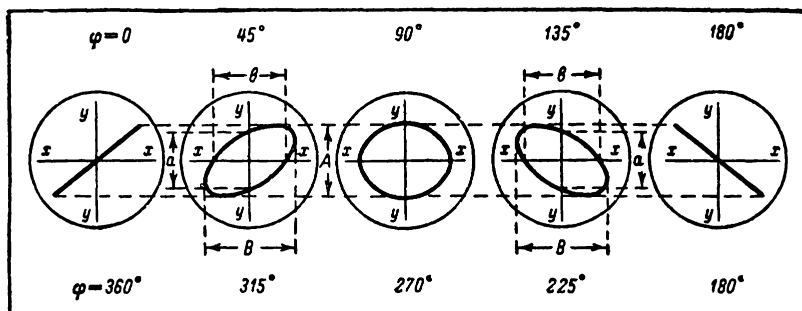



Рис. 18-59. Кривые, наблюдаемые на экране при различных сдвигах фаз между напряжениями $f_x$ и $f_y$.

вблизи 90 и 270°. При подаче исследуемых напряжений через усилители каналов возникает дополнительная погрешность за счет разности фазовых сдвигов при усилении.

*Наблюдение на экране вольт-амперных характеристик* $U(I)$ производится путем подачи переменного напряжения $U$ требуемой величины одновременно к входу исследуемого устройства и входу $X$ осциллографа (рис. 18-60); одновременно напряжение,

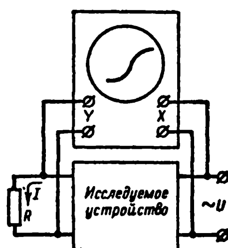



Рис. 18-60. Блок-схема осциллографирования вольт-амперных характеристик.

пропорциональное току $I$, снимается с резистора небольшого сопротивления $R$, включенного в цепь этого тока, и подается на вход $Y$. Для правильного воспроизведения характеристики необходимо, чтобы оба напряжения, подведенных к отклоняющим пластинам, сопадали по фазе.

## 18-16. ОСЦИЛЛОГРАФИЧЕСКИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

### Осциллографические анализаторы спектра частот

Осциллографические анализаторы спектра частот предназначены для автоматического определения спектрального состава сложных электрических колебаний путем одновременного воспроизведения всех составляющих спектра частот исследуемых колебаний на экране ЭЛТ в координатах «частота—мощность» или «частота—напряжение»; приборы позволяют измерять ширину спектра частот или его отдельных частей, а также амплитуды отдельных составляющих спектра по отношению к амплитуде основной частоты.

Анализаторы спектра разделяются на *высокочастотные и низкочастотные*; последние находят применение в различных областях науки и техники для исследования акустических, тепловых и механических колебаний, преобразуемых с помощью датчиков в электрическое напряжение, пропорциональное им по амплитуде и одинаковое по частотному составу.

Анализаторы спектра обычно работают *по методу последовательного анализа частот, составляющих спектр.* Основным элементом прибора (рис. 18-61) является узкополосный приемник супергетеродинного типа. Исследуемый сигнал через входные аттенюаторы, ограничивающие его амплитуду, подводится к смесителю, где он в результате взаимодействия с частотой гетеродина $f_г$ и детектирования преобразуется в сигнал разностной промежуточной частоты. Усилитель, настроенный на фиксированную промежуточную частоту $f_{пр}$, имеет узкую полосу пропускания $\Delta f$. Частота гетеродина $f_г$ непрерывно изменяется по пилообразному закону в результате ее модуляции пилообразным напряжением частоты $F_р$ от генератора развертки. Поэтому синхронно с изменением частоты $f_г$ колебания частоты $f_{пр}=|f_с-f_г|$ будут последовательно создаваться составляющими различных частот $f_с$ спектра сигнала. Составляющие спектра, поочередно выделяемые усилителем промежуточной частоты, после детектирования и усиления по видеочастоте подаются на вертикально отклоняющие пластины ЭЛТ. Так как горизонтальная развертка луча происходит синхронно с изменением частоты гетеродина под действием одного и того же пилообразного напряжения, на экране трубки будет наблюдаться графическое изображение спектра частот исследуемого сигнала. Амплитуда каждой

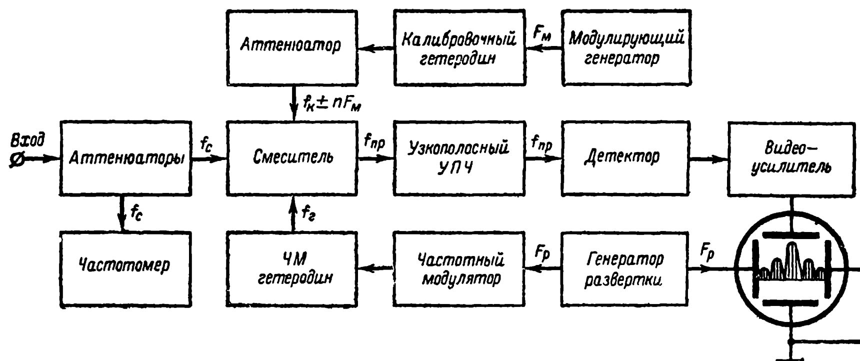



Рис. 18-61. Упрощенная блок-схема осциллографического анализатора спектра частот.

составляющей спектра пропорциональна ее мощности (при использовании в приемнике квадратичного детектора) или напряжению (при линейном детектировании).

*Разрешающая способность* анализатора спектра оценивается наименьшим расстоянием по частоте между двумя спектральными линиями, при котором они разделяются прибором; она в основном определяется шириной полосы пропускания УПЧ (чем меньше $\Delta f$, тем большее число спектральных составляющих можно различить на экране) и зависит также от диаметра светового пятна на экране. Выбор необходимой полосы пропускания производится по формуле $\Delta f \geqslant 0{,}1/\tau$, где $\tau$ — длительность исследуемых импульсов.

Для низкочастотных анализаторов существенное значение имеет *скорость анализа*, которая оценивается временем, необходимым для регистрации и одновременного наблюдения всех составляющих спектра. Уменьшение времени анализа достигается повышением скорости изменения частоты гетеродина, однако при узкой полосе УПЧ это может привести к искажению кривой спектра на экране. Уменьшение же скорости изменения частоты гетеродина вызывает мерцание изображения на экране, для ослабления которого иногда применяются трубки с большим послесвечением.

В высокочастотных анализаторах для измерения частоты составляющих спектра во входной цепи включают *резонансный частотомер*. Настройка частотомера в резонанс на измеряемую частоту производится по минимуму амплитуды соответствующей составляющей кривой спектра на экране трубки.

Определение ширины спектра частот или его отдельных частей производится с помощью калибровочной сетки меток. Для ее создания используется калибровочный гетеродин, работающий на частоте $f_к$, близкой к средней частоте основного ЧМ гетеродина; его колебания модулируются по амплитуде колебаниями частоты $F_м$, создаваемыми модулирующим генератором, и образуют спектр частот $f_к \pm nF_м$ (где $n=0$, 1, 2, 3 и т. д.), расстояние между которыми равно частоте $F_м$ модулирующего напряжения. Колебания калибратора через аттенюатор, позволяющий регулировать амплитуду меток, воздействуют на смеситель; при совпадении частоты ЧМ гетеродина с частотами составляющих колебаний калибратора возникают нулевые биения, которые приводят к появлению всплесков (меток) на кривой спектра через выбранные частотные интервалы $F_м$.

Промышленностью выпускаются осциллографические анализаторы спектра низкочастотные СК4-3 (диапазон рабочих частот 20 *гц* — 20 *кгц*) и высокочастотные С4-8 (20 *кгц* — 30 *Мгц*), С4-9 (50—1 400 *Мгц*), С4-1 (2 500—3 750 *Мгц*), С4-2 (8 700—9 500 *Мгц*), С4-5 (30—11 500 *Мгц*).

### Приборы для исследования амплитудно-частотных характеристик

Эта группа измерительных устройств предназначена для исследования и настройки пассивных и активных четырехполюсников (фильтров) по их амплитудно-частотной характеристике, наблюдаемой на экране ЭЛТ. Основными элементами схемы (рис. 18-62) являются электронный осциллограф и генератор качающейся частоты; последний представляет собой ЧМ генератор, который модулируется по частоте пилообразным напряжением развертки $U_x$, снимаемым, например, с зажимов $X$, соединенных с горизонтально отклоняющими пластинами трубки. Поэтому перемещение светящегося пятна вдоль горизонтальной оси экрана будет происходить синхронно с изменением частоты генератора $f_{вх}$.

Частотномодулированное напряжение $U_{вх}$ постоянной амплитуды со средней частотой $f_1$, равной средней частоте полосы пропускания исследуемого устройства, подается на вход последнего. При этом амплитуда выходного напряжения устройства

$U_{вых}$ будет периодически изменяться в соответствии с его амплитудно-частотной характеристикой. Напряжение $U_{вых}$ после детектирования подводится к входу $Y$ осциллографа, и на экране воспроизводится частотная характеристика устройства в виде односторонней кривой. Смещение характеристики по экрану достигается изменением средней частоты ЧМ генератора $f_1$. Ширина наблюдаемого на экране участка характеристики определяется величиной девиации частоты $2\Delta f$ и может регулироваться в широких пределах. Для более точного отсчета частоты на изображении характеристики обычно создают *маркерные метки*, соответствующие известным значениям частоты; для этой цели схема дополняется *калибратором (генератором) меток*. Частоту генератора развертки, определяющую скорость качания ЧМ колебаний, устанавливают порядка нескольких десятков или сотен герц; при больших частотах возможны искажения наблюдаемой характеристики, при малых частотах появляется мерцание изображения.

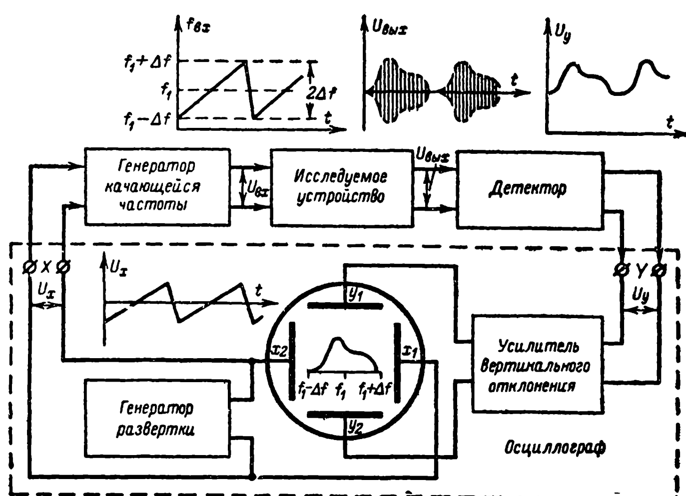



Рис. 18-62. Упрощенная блок-схема установки для исследования амплитудно-частотных характеристик.

Исследование амплитудно-частотных характеристик может быть выполнено установкой с использованием типового электронного осциллографа и внешнего ЧМ генератора или специальными приборами, объединяющими все необходимые для исследования элементы в общей схеме; эти приборы часто называют *измерителями частотных характеристик* (ИЧХ). Часть приборов этой группы (Х1-3А, Х1-7) по диапазону частот и другим параметрам специально предназначена для проверки и настройки телевизионных приемников. Так как измерители частотных характеристик и анализаторы спектра частот имеют много одинаковых элементов, их иногда объединяют в одном комбинированном приборе (СК4-3).

Промышленностью выпускаются измерители частотных характеристик широкого применения типов: Х1-1 (диапазон рабочих частот 10—100 *Мгц*), Х1-2 (0,5—20 *Мгц*), Х1-5 (0,5—500 *Мгц*), Х1-6 (0,1—2 *Мгц*), Х1-10 (0,2—30 *Мгц*).

## Приборы для исследования переходных характеристик

Приборы ИПХ предназначены для исследования и регулировки видеоусилителей, фильтров, дифференцирующих и интегрирующих цепей и других пассивных четырехполюсников по их переходной характеристике, наблюдаемой на экране ЭЛТ. В состав прибора (рис. 18-63) входят осциллографический индикатор с усилителем вертикального отклонения и генератором развертки и генератор прямоугольных импульсов. Импульсы прямоугольной формы получают посредством последовательного усиления и ограничения синусоидального напряжения высокой частоты, создаваемого специальным задающим генератором.

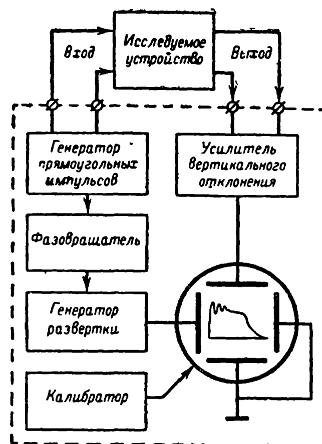



Рис. 18-63. Упрощенная блок-схема прибора для исследования переходных характеристик.

Сигнал от генератора прямоугольных импульсов подается на вход исследуемого устройства, выходное напряжение которого подводится к широкополосному усилителю вертикального отклонения осциллографа. Так как развертка синхронизирована во

времени с частотой повторения испытательных импульсов, на экране наблюдается кривая выходного напряжения, являющаяся в данном случае переходной характеристикой устройства и отражающая переходные процессы, возникающие в устройстве при подключении и отключении источника постоянного напряжения. Маркировка характеристики во времени производится с помощью калибратора (генератора) меток, модулирующего луч трубки по яркости через выбранные интервалы времени. В приборе обычно имеется схема, позволяющая рассматривать на экране трубки верхнюю часть переходной характеристики в увеличенном масштабе. Перемещение переходной характеристики по экрану (для рассмотрения ее начальной или конечной части) производится посредством грубой или плавной регулировки фазы развертывающего напряжения с помощью фазовращателя в цепи синхронизации.

Типовым представителем этой группы приборов является прибор Х2-1 (ИПХ-57), работающий на трубке 13ЛО37 и характеризуемый следующими данными: частота следования прямоугольных импульсов 100 *кгц*; диапазон выходных напряжений генератора 90 *мв* — 9 *в*; чувствительность по вертикальному входу 130 *мм/в*$_{действ}$; временной интервал между калибровочными метками 0,02 или 0,1 *мксек*.

### Осциллографические индикаторы нуля

Индикаторы нуля предназначены для использования в качестве визуальных индикаторов баланса в мостовых схемах переменного тока. Прибор (рис. 18-64) содержит ЭЛТ, на горизонтально отклоняющие пластины которой через усилитель подается напряжение питания моста переменного тока. При большой величине входного напряжения оно ограничивается делителем напряжения. К вертикально отклоняющим пластинам трубки через селективный усилитель, настраиваемый на частоту $F$ источника питания моста, подводится напряжение с индикаторной диагонали моста, величина и фаза которого зависят от степени баланса моста. В общем случае на экране трубки наблюдается эллипс, который по мере приближения к равновесию моста стягивается в линию с поворотом оси к горизонтали, а при полном балансе превращается в горизонтальную линию.

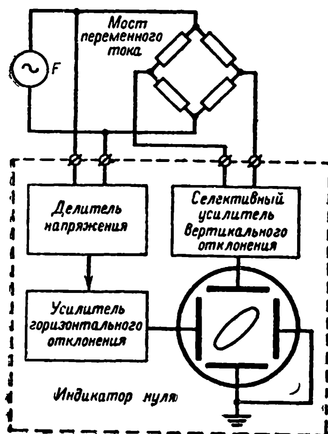



Рис. 18-64. Упрощенная блок-схема осциллографического индикатора нуля.

Типичным представителем индикаторов нуля можно считать прибор У2-2А (ИНО-3М), работающий на трубке 5ЛО38 и характеризуемый следующими данными: допустимые частоты источников питания мостов, при которых может использоваться прибор: 50, 100, 400, 800 и 1 000 *гц* ±5% от каждого номинала; допустимые напряжения питания мостов: 0,3—300 *в*; чувствительность индикатора не хуже 20—40 *мм/мв*.

## 18-17. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ РАДИОЛАМП

### Характеристика устройств

**Испытатели радиоламп** применяются для быстрой ориентировочной проверки степени годности наиболее употребительных приемно-усилительных маломощных генераторных и выпрямительных радиоламп. Они состоят из источника питания и коммутационно-измерительного устройства.

Источник питания создает переменные и постоянные напряжения, необходимые для питания цепей накала, анода и сеток всех типов испытываемых ламп.

Коммутационно-измерительная часть служит для включения проверяемой лампы в требуемую схему измерений в соответствии с выбранной операцией проверки и для индикации результатов испытаний по шкалам стрелочного магнитоэлектрического измерителя.

Для безошибочного подключения ко всем электродам лампы требуемых напряжений и выбора нужных шкал измерителя обычно применяются *штепсельные коммутаторы* с набором испытательных карт, индивидуальных для каждого типа ламп. Для быстрой оценки степени годности ламп на шкалах измерителей некоторых приборов (Л1-1, Л1-2) выделены три зоны годности: *хорошая*, *сомнительная* и *плохая*. В наиболее сложных испытателях (Л1-3, ИЛУ-1) наряду с расширением числа измеряемых параметров и их пределов измерения предусматривается возможность снятия по точкам семейств статических и анодных характеристик ламп с последующим их вычерчиванием на графиках.

**Характериографы** служат для автоматического получения семейства характеристик ламп путем непосредственного их воспроизведения на экране ЭЛТ. Эти устройства действуют на основе схемы рис. 18-60. Для получения на экране кривой анодно-сеточной характеристики $I_а(U_с)$ на управляющую сетку лампы подается переменное (или пульсирующее) напряжение $U$, которое одновременно используется для отклонения луча по горизонтали. Пульсирующее напряжение, создаваемое при этом анодным током $I$ на резисторе $R$ с небольшим сопротивлением, включенным в цепи катода, подается непосредственно или через усилитель на вертикально отклоняющие пластины. Для получения семейства этих характеристик периодически ступенями изменяют напряжение на аноде лампы с помощью электронного или механического коммутатора. Аналогичные схемы применяются для получения семейства анодных характеристик $I_а(U_а)$ и др.

Примером характериографов может служить прибор Л1-4, работающий на трубке 13ЛО37 и позволяющий наблюдать семейства статических характеристик вида $I_a(U_a)$, $I_{c2}(U_a)$, $I_a(U_{c1})$, $S(U_{c1})$ и др., при наличии в каждом семействе от 6 до 21 характеристики.

### Некоторые виды испытаний

*Испытание на отсутствие замыканий между электродами* (рис. 18-65, *а*). Все электроды лампы, кроме проверяемого, посредством разомкнутого металлического кольца $M$ переключателя электродов через общий контакт $O$ подключаются к положительному полюсу источника напряжения $U_в$. Проверяемый электрод через ползунок

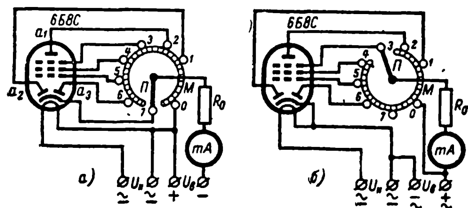



Рис. 18-65. Схемы испытания радиоламп на «короткое замыкание» (*а*) и на «обрыв» (*б*).

$П$, миллиамперметр и ограничительный резистор $R_0$ присоединен к отрицательному полюсу источника. Если он замкнут с любым другим электродом, миллиамперметр покажет наличие тока в цепи. Поворотом ручки переключателя последовательно проверяются все электроды. При испытании напряжение накала может оставаться включенным.

*Испытание на отсутствие обрывов между электродами и их выводными штырьками* (рис. 18-65, *б*). На лампу подают нормальное напряжение накала $U_н$, а все ее сетки и аноды соединяют с положительным полюсом источника $U_в$. В цепь проверяемого электрода включается миллиамперметр, который при отсутствии обрыва покажет наличие в цепи тока, созданного электронной эмиссией катода. При обрыве в цепи катода или нити накала ток будет отсутствовать при всех положениях переключателя. Питание схемы может осуществляться от источников как постоянного, так и переменного напряжения.

*Измерение тока эмиссии $I_e$* (рис. 18-66). На лампу подают нормальное напряжение

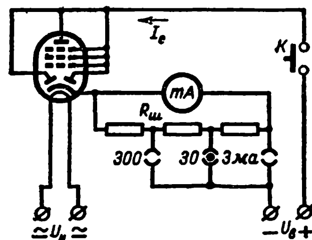



Рис. 18-66. Схема измерения тока эмиссии катода.

накала $U_н$ и строго определенное (в пределах 10—50 *в*) испытательное напряжение $U_в$, захватывающее все электроны, эмиттируемые катодом. Миллиамперметр измеряет суммарный ток в цепях анода и всех сеток лампы; для выбора требуемого предела измерений он обычно снабжается универсальным шунтом $R_ш$ с кнопочной или штепсельно-гнездовой коммутацией. Для уменьшения опасности повреждения лампы и измерителя измерение тока эмиссии (так же как и других токов) производится при кратковременном нажатии кнопки $K$ «отсчет».

*Измерение анодного тока $I_а$* (рис. 18-67). На анод и сетки лампы подаются постоянные напряжения, определяемые режимом

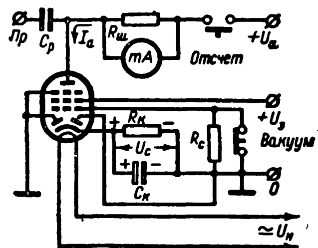



Рис. 18-67. Схема измерения анодного тока радиоламп.

испытания. Измеренный при этом анодный ток должен находиться в определенных границах. Необходимое напряжение смещения на управляющей сетке лампы создается включением в цепь катода резистора $R_к$ или подается от специального источника. При испытании комбинированных ламп ве-

личину анодного тока измеряют отдельно для каждой части лампы.

*Проверка относительного состояния вакуума* (рис. 18-67). После измерения анодного тока нажатием кнопки «вакуум» в цепь управляющей сетки включают резистор $R_c$ сопротивлением 50—100 *ком*. Если при этом изменение анодного тока не превышает 5% от его исходного значения, то вакуум в лампе считается достаточно высоким. При пониженном вакууме протекающий в цепи сетки ионный ток создаст на резисторе $R_c$ положительное падение напряжения, вызывающее заметное возрастание анодного тока.

Проверка контактов внутри лампы (рис. 18-67). В некоторых приборах (Л1-2) предусмотрена возможность подключения анодной цепи испытываемой лампы через разделительный конденсатор $C_р$ и зажим *Пр* к низкочастотному входу радиоприемника. При наличии внутри лампы плохих контактов легкое постукивание по ее баллону или цоколю приведет к колебаниям анодного тока, которые прослушиваются через громкоговоритель приемника в виде тресков.

*Измерение крутизны характеристики триодов и многосеточных ламп* (рис. 18-68). Определение крутизны производится на прямолинейном участке анодно-сеточной характеристики лампы, что достигается соответствующим выбором напряжения автоматического смещения $U_c$. На управляющую сетку лампы подают калиброванное переменное напряжение $\Delta U_c$, равное, например, 1 *в*. Соответствующая ему переменная составляющая анодного тока $\Delta I_а$ измеряется миллиамперметром переменного тока, который благодаря трансформаторному включению защищен от воздействия постоянной

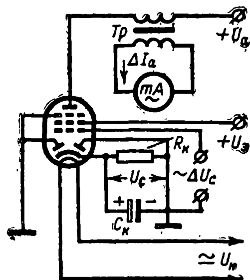



Рис. 18-68. Схема измерения крутизны характеристики радиоламп.

составляющей тока. Крутизна характеристики $S = \Delta I_а / \Delta U_c$ отсчитывается непосредственно по шкале миллиамперметра; изменение пределов измерения крутизномера обычно производится ступенчатым изменением $\Delta U_c$.

*Проверка стабилитронов* (рис. 18-69). Как известно, стабилитроны работают в режиме нормального тлеющего разряда, который характеризуется тем, что при изменении тока через стабилитрон в определенных пределах от $I_{мин}$ до $I_{макс}$ (обычно от 5 до 40 *ма*) падение напряжения на нем остается практически постоянным с точностью до 2—3%. Испытуемый стабилитрон подключается к источнику постоянного напряжения $U$, величина которого должна превышать напряжение зажигания стабилитрона на 20—50 *в*. Сопротивления резисторов

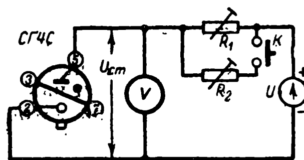



Рис. 18-69. Схема испытания стабилитронов.

$R_1$ и $R_2$ выбирают такими, чтобы при отжатой кнопке $K$ в цепи протекал ток $I_{мин}$, а при нажатой кнопке — ток $I_{макс}$. Напряжение на стабилитроне $U_{ст}$ измеряется вольтметром $V$. Разность показаний вольтметра $\Delta U$ при нажатой и отжатой кнопке $K$ определяет величину нестабильности напряжения стабилизации, которая для различных типов стабилитронов не должна превышать 2,5—6 *в*. Напряжение зажигания $U_{заж}$ определяется при постепенном повышении напряжения $U$.

## 18-18. ИСПЫТАТЕЛИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

**Проверка диодов.** Детекторные свойства диодов приближенно оценивают по значениям их обратного и прямого сопротивлений $R_о$ и $R_п$ или токов $I_о$ и $I_п$, измеренных при различных полярностях приложенного к диоду напряжения 1 *в*. По результатам измерений находят коэффициент выпрямления диода

$$K_в = \frac{I_п}{I_о} \approx \frac{R_о}{R_п}.$$

Измерение сопротивлений $R_о$ и $R_п$ можно производить омметром с входным сопротивлением порядка 1 000 *ом*, питаемым от сухого элемента на 1,2—1,5 *в*. Принцип измерения обратного тока $I_о$ поясняется схемой на рис. 18-70. В положении переключателя «Установка» переменным резистором $R_1$ устанавливают на проверяемом диоде $Д$ обратное напряжение 1 *в*; оно измеряется вольтметром на 1 *в*, который образуется миллиамперметром $mA$ и резистором $R_3$. При переводе переключателя в положение «Измерение» миллиамперметр, имеющий сопротивление $R_{ма}$, и резистор $R_4$ сопротивлением $R_{ма}$ меняются местами и прибор измеряет обратный ток $I_о$. При необходимости измерения прямого тока $I_п$ изменяют полярность включения диода в схему.

Для испытания смесительных (приемных) детекторов применяются приборы Л2-3, Л2-4, Л2-5, Л2-6.

**Испытание плоскостных транзисторов.** Наиболее удобными для измерений параметрами транзисторов, позволяющими достатонно полно судить об их качестве, являются обратный ток коллекторного перехода $I_{к.о}$, коэффициент усиления по току $\alpha$ или $\beta$ и смешанные $h$-параметры.

Режим испытания транзистора задается напряжением смещения на коллекторе $U_к$ и током смещения эмиттера $I_э$, для создания которых используются источники постоянного тока. Измерение параметров часто производят на низких частотах — порядка 200—400 *гц*, источниками колебаний которых являются встроенные транзисторные генераторы; результаты таких измерений дают активные составляющие параметров, что для многих практических случаев оказывается достаточным. Для испытаний транзисторов на высоких частотах обычно используются внешние высокочастотные генераторы; при этом измеряют коэффициент $\alpha$ или $\beta$, емкость коллекторного перехода $C_к$, объемное сопротивление базы $r_б$ или постоянную времени коллекторной цепи $r'_б C_к$. Значения переменных составляющих токов определяются посредством измерения падений напряжений на калиброванных резисторах небольшого сопротивления, включенных в цепи этих токов, при помощи встроенного транзисторного милливольтметра с большим входным сопротивлением. Для испытания транзисторов различных типов предусматривают переключатель *p-n-p* — *n-p-n*, позволяющий изменять полярность напряжений на электродах проверяемого транзистора и полярность включения измерителя постоянного тока.

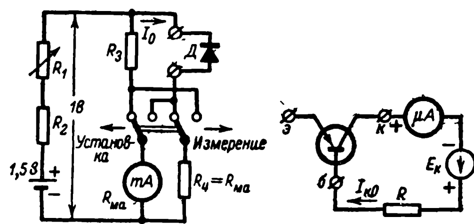



Рис. 18-70. Схема измерения обратного тока полупроводникового диода.

Рис. 18-71. Схема измерения обратного тока коллекторного перехода $I_{к.о}$.

Обратный ток коллекторного перехода $I_{к.о}$ характеризует температурную и временную стабильность транзистора. Измерение $I_{к.о}$ производится на постоянном токе при разомкнутой цепи эмиттера (рис. 18-71) с отсчетом по измерителю (микроамперметру) милливольтметра. У хороших транзисторов ток $I_{к.о}$ не превышает допустимого значения, указанного в паспорте, и не возрастает в процессе испытания.

Коэффициент усиления по току

$$\alpha = \Delta I_к / \Delta I_э$$

измеряется по схеме на рис. 18-72, *а* (с общей базой). Напряжение $U_{\sim}$ создает в цепи эмиттера калиброванное приращение тока $\Delta I_э \approx U_{\sim}/R_1$, которое достигается выбором сопротивлений

$$R_1 \gg R_{вх} \text{ и } R_2 \gg R_{вх},$$

(где $R_{вх}$ — сопротивление эмиттерного перехода) при сравнительно большой емкости разделительного конденсатора $C_1$. При этом ток базы увеличивается на $\Delta I_б = (1-\alpha)\Delta I_э$. Шкала милливольтметра $mV$, показания которого пропорциональны току $\Delta I_б$, градуируется в значениях $(1-\alpha)$ или непосредственно в значениях $\alpha$.

Измерение коэффициента усиления по току

$$\beta = \Delta I_к / \Delta I_б$$

производится по схеме на рис. 18-72, *б* (с общим эмиттером). Напряжение $U_{\sim}$ создает в цепи базы калиброванное приращение тока $\Delta I_б = U_{\sim}/R_1$. При этом ток коллектора получает приращение $\Delta I_к = \beta \Delta I_б$, что позволяет шкалу милливольтметра проградуировать в значениях $\beta$.

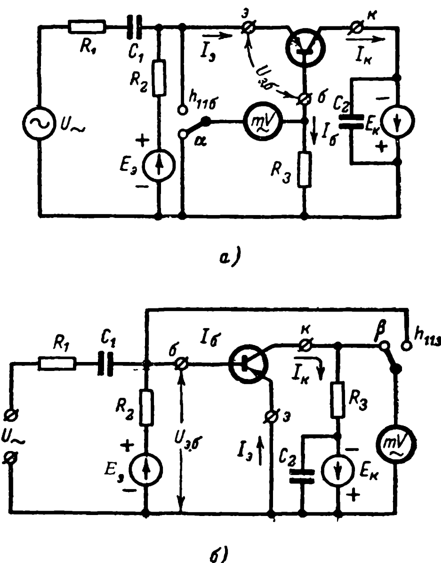



Рис. 18-72. Схемы измерения параметров транзисторов $\alpha$ и $h_{11б}$ (*а*) и $\beta$ и $h_{11э}$ (*б*).

Смешанные $h$-параметры характеризуют связи между входными и выходными цепями транзистора, рассматриваемого как четырехполюсник, в соответствии с уравнениями:

$$\Delta U_1 = h_{11}\Delta I_1 + h_{12}\Delta U_2;$$
$$\Delta I_2 = h_{21}\Delta I_1 + h_{22}\Delta U_2,$$

где $\Delta U_1$ и $\Delta I_1$, $\Delta U_2$ и $\Delta I_2$ — переменные составляющие (приращения) напряжения и тока, отнесенные соответственно к входу и выходу транзистора.

Для обозначения схемы включения (с общей базой, эмиттером или коллектором), в которой снят $h$-параметр, к индексу последнего добавляется буква б, э или к.

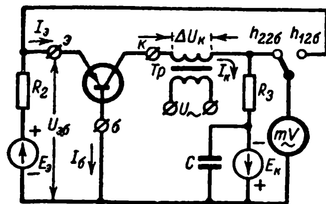



Рис. 18-73. Схема измерения параметров транзисторов $h_{12б}$ и $h_{22б}$.

При коротком замыкании на выходе, т. е. при $\Delta U_2=0$, могут быть определены параметры $h_{11}=\Delta U_1/\Delta I_1$ (входное сопротивление транзистора) и $h_{21}=\Delta I_2/\Delta I_1$(коэффициент усиления по току), причем

$$h_{21б}=\Delta I_к/\Delta I_э=\alpha,$$

а

$$h_{21э}=\Delta I_к/\Delta I_б=\beta.$$

Схемы на рис. 18-72 пригодны соответственно для измерения параметров

$$h_{11б}=\Delta U_{э\,б}/\Delta I_э$$

и

$$h_{11э}=\Delta U_{э.б}/\Delta I_б.$$

При установке переключателей в положение $h_{11}$ милливольтметр в обеих схемах измеряет приращение входного напряжения $\Delta U_{э.б}$, которое при фиксированном значении входного тока пропорционально параметру $h_{11}$.

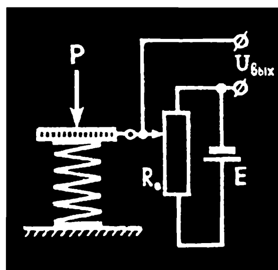
При разомкнутой по переменному току входной цепи, т. е. при $\Delta I_1=0$, могут быть определены параметры $h_{12}=\Delta U_1/\Delta U_2$ (коэффициент обратной связи по напряжению) и $h_{22}=\Delta I_2/\Delta U_2$ (выходная проводимость транзистора). Схема измерения параметров $h_{12б}$ и $h_{22б}$ приведена на рис. 18-73. Режим холостого хода создается на входе выбором достаточно большого сопротивления $R_2$. В цепь коллектора через трансформатор *Тр* вводится калиброванное переменное напряжение $\Delta U_к$. При установке переключателя в положение $h_{22б}$ показания милливольтметра будут пропорциональны приращению коллекторного тока $\Delta I_к=h_{22б}\Delta U_к$. В положении переключателя $h_{12б}$ прибор измеряет приращение входного напряжения $\Delta U_{э.б}=h_{12б}\Delta U_к$. Аналогичным образом строится схема для измерения параметров $h_{12э}$ и $h_{22э}$.

В некоторых испытателях производится измерение $y$-параметров транзисторов. Наиболее сложные испытатели позволяют снимать семейства эмиттерных и коллекторных характеристик транзисторов. Для автоматического получения семейств этих характеристик путем непосредственного их воспроизведения на экране осциллографа применяются характериографы.

Примером простого испытателя транзисторов может служить прибор Л2-1 (ИПТ-1), позволяющий измерять на низкой частоте (270 *гц*) параметры $\alpha$, $I_{к.о}$ и $h_{22б}$. К более сложным испытателям относится прибор Л2-2 (ИППТ-1), который позволяет измерять на частоте 270 *гц* параметры $\alpha$, $I_{к.о}$, $h_{11б}$, $h_{12б}$, $h_{22б}$, $y_{22б}$, $h_{11э}$, $h_{12э}$, $y_{22э}$, на частоте 465 *кгц* — $C_к$, на частотах 0,1—5 *Мгц* — $C_к' r_б$ и на частотах 0,1—10 *Мгц*—$\alpha$

## ЛИТЕРАТУРА


1. Шкурин Г. П., Справочник по электроизмерительным (т. I) и радиоизмерительным (т. II) приборам, Воениздат, 1960.
2. Осипов К. Д. и Пасынков В. В., Справочник по радиоизмерительным приборам, части 1, 2, 3, 4 и 5, изд-во «Советское радио», 1959—1965.
3. Новопашенный Г. Н. и Новицкий П. В., Электронные измерительные приборы, изд-во «Энергия», 1966.
4. Полулях К. С., Электронные измерительные приборы, изд-во «Высшая школа», 1966.
5. Валитов Р. А. и Сретенский В. Н., Радиоизмерения на сверхвысоких частотах, Воениздат, 1958.
6. Анцелиович Е. С. Радиотехнические измерения, Госэнергоиздат, 1958.
7. Ремез Г. А., Радиоизмерения, изд-во «Связь», 1966.
8. Соркин И. М., Основы радиоизмерительной техники, Госэнергоиздат, 1962.
9. Валитов Р. А., Радиотехнические измерения, изд-во «Советское радио», 1963.
10. Терешин Г. М., Радиоизмерения, Госэнергоиздат, 1963.
11. Меерсон А. М., Радиоизмерительная техника, изд-во «Энергия», 1967.
12. Чех И, Осциллографы в измерительной технике, изд-во «Энергия», 1965.
13. Мирский Г. Я., Радиоэлектронные измерения, изд-во «Энергия», 1964.
14. Справочник по радиоэлектронным измерениям, под ред. Доброхотова, т. I, II, изд-во «Энергия», 1965
15. Бонч-Бруевич А. М., Радиоэлектроника в экспериментальной физике, изд-во «Наука», 1966
16. Белашов В. П. и др., Автоматизация радиоизмерений, изд-во «Советское радио», 1966.
17. Гладышев Г. И., Батура В. Г., Воронцов А. Н., Краткий справочник по радиоизмерительной аппаратуре, Киев, изд-во «Наукова думка», 1965.




# РАЗДЕЛ 19

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН



СОДЕРЖАНИЕ



## 19-1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ. ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

Современное развитие измерительной техники характеризуется широким применением электрических приборов для измерения почти всех известных неэлектрических величин. Объясняется это тем, что электрическая измерительная аппаратура имеет высокую чувствительность и точность измерений, возможность непрерывного измерения величин во времени и удобную регистрацию результатов измерений. Кроме того, электрические методы измерений позволяют наиболее просто производить измерения на расстоянии (дистанционно), что особенно важно при создании автоматиче-

ских систем и систем контроля производственных процессов.

**Принцип измерения неэлектрических величин.** При создании электрических приборов для измерения неэлектрических величин возникает ряд задач, из которых наиболее важными являются преобразование измеряемой неэлектрической величины в тот или иной электрический сигнал, передача этого сигнала к измерительному устройству и, наконец, измерение сигнала с наименьшей погрешностью.

Преобразование неэлектрических величин производится различными датчиками. Передача сигнала происходит через измерительные цепи (провода, согласующие и усиливающие устройства). Электрический сигнал в зависимости от его вида измеряют соответствующим электроизмерительным прибором (стрелочным, пишущим или электроннолучевым).

Преобразовать в электрические можно следующие неэлектрические величины:

механические, к которым относятся перемещения (линейные и угловые), скорость, ускорение, силы и моменты сил, упругость, частота колебаний, размеры, вес и объем различных тел, уровень жидкости;

физические, к которым относят температуру, количество тепла, теплоемкость, тепловое сопротивление, магнитные свойства материала, цвет, освещенность, световой поток, силу света, интенсивность излучения;

химические, такие как концентрация вещества и его состав;

органические, связанные с физиологическими процессами жизни растений и животных.

Все известные методы измерения неэлектрических величин электрическими измерителями можно разделить на методы непосредственной оценки и методы сравнения.

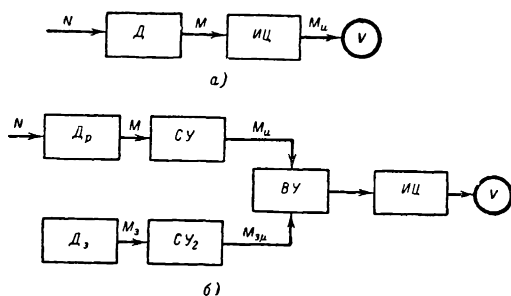



Рис. 19-1. Функциональные схемы измерителей неэлектрических величин.
*а* — метод непосредственной оценки; *б* — метод сравнения.

*Методы непосредственной оценки* характеризуются тем, что неэлектрическая величина $N$, преобразуемая датчиком $Д$ в электрическую величину $M$ (рис. 19-1, *а*), затем проходит через измерительную цепь *ИЦ* и измеряется соответствующим электрическим прибором.

*Метод сравнения* характеризуется тем, что используются два датчика: один рабочий $Д_р$, другой эталонный $Д_э$ (рис. 19-1, *б*). Напряжение датчиков через согласующее устройство *СУ* подводится к вычитающему устройству *ВУ*. Выделяющийся разностный сигнал, характеризующий в данном случае измеряемую неэлектрическую величину, через измерительную цепь *ИЦ* подводится к электроизмерительному прибору. Каналы рабочего и нерабочего датчиков до вычитающего устройства должны быть идентичны, тогда ошибка измерения из-за нестабильности окружающей температуры, питающих напряжений и других дестабилизирующих факторов будет наименьшей.

Все известные датчики можно разделить на два класса: параметрические и генераторные.

Параметрический датчик — это пассивный элемент электрической цепи питаемой от постороннего источника.

В генераторных датчиках входная величина непосредственно преобразуется в электрический сигнал. Постороннего источника энергии при этом не требуется.

Выходными электрическими величинами параметрических датчиков обычно являются: активное, индуктивное или емкостное сопротивление и падение напряжения, а генераторных — э. д. с., частота и фаза переменного тока.

Датчик должен иметь непрерывную зависимость выходной величины от измеряемой входной, достаточную чувствительность, необходимый диапазон изменений измеряемой величины, удобное согласование с измерительной аппаратурой и не должен оказывать существенного обратного влияния на измеряемую неэлектрическую величину.

Зависимость выходной величины от фиксированных значений преобразуемой входной величины называется статической характеристикой датчика (рис. 19-2, *а*).

В большинстве случаев стремятся сделать эту зависимость линейной (кривая *2*). Вместе с тем широко используются датчики и с нелинейными статическими характеристиками (кривая *1*). Крутизну $K$ статической характеристики, определяемую как отношение малого приращения выходного сигнала $\Delta M$ к соответствующему приращению входной величины $\Delta N$ ($K=\Delta M/\Delta N$) называют чувствительностью датчика.

Инерционные (динамические) свойства датчика оцениваются по его переходной характеристике, выражающей изменения выходной величины во времени $M(t)$ при скачкообразном изменении преобразуемой величины на входе (рис. 19-2, *б*).

Обычно в датчиках входная неэлектрическая величина непосредственно преобразуется в нужную электрическую величину, а иногда путем нескольких последовательных преобразований (комбинированные датчики).

Известно большое число датчиков, различных по своей конструкции и назначению. Они могут быть классифицированы по

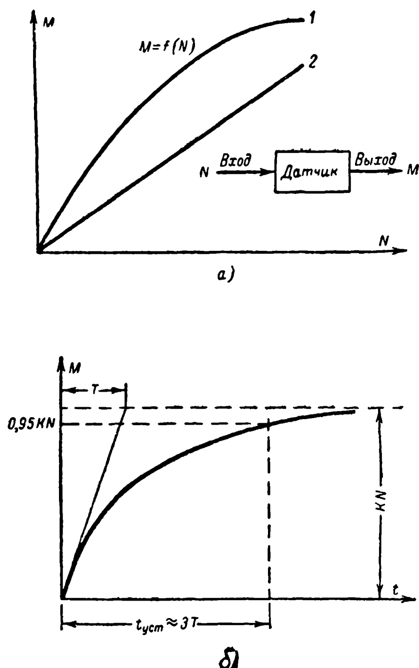



Рис. 19-2. Характеристики датчика.

*а* — статические; *б* — переходная; *KN* — выходная величина, равная *M*; *T* — постоянная времени, характеризующая инерционность датчика; $t_{уст}$ — время установления, в течение которого выходная величина достигает 0,95 *KN*; *K* — чувствительность датчика.

различным признакам, важным в том или другом отношении. В последнее время широко используется классификация по принципу действия датчиков.

**Важнейшие характеристики измерителей неэлектрических величин:** характер зависимости отклонения стрелки индикаторного прибора от значений измеряемой неэлектрической величины, чувствительность, погрешность измерения и динамические свойства измерителя.

В большинстве случаев электрические измерители неэлектрических величин выполняются с линейной зависимостью отклонения стрелки индикаторного прибора от значения измеряемой неэлектрической величины. В ряде специальных случаев эта зависимость может иметь и другой характер.

Под *чувствительностью измерителя неэлектрической величины* $K_{изм}$ понимается крутизна характеристики $M=f(N)$ в рабочей точке, т. е.

$$K_{изм}=\frac{dM}{dN}. \qquad (19\text{-}1)$$

Чувствительность измерителя при линейном характере зависимости в диапазоне изменений неэлектрической величины постоянна. Ее величина определяется произведением чувствительностей элементов, входящих в измеритель неэлектрических величин: датчика ($K_д$), измерительной цепи ($K_{ИЦ}$) и электрического прибора ($K_П$)

$$K_{изм}=K_д K_{ИЦ} K_П. \qquad (19\text{-}2)$$

В реальных условиях работы элементы электрического измерителя неэлектрических величин подвергаются воздействию различных дестабилизирующих факторов (изменение амплитуды, частоты и формы питающих напряжений, температуры и давления окружающей среды и т. п.). Это вызывает *погрешность измерения* и ведет к снижению точности.

На погрешность измерения неэлектрической величины значительное влияние оказывает погрешность преобразования, осуществляемого датчиком и последующими элементами измерителя.

Важнейшим средством уменьшения погрешности измерения неэлектрических величин с помощью электрических измерителей является уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на характеристики элементов измерителя. Это достигается применением стабилизированных источников питания и выбором наиболее подходящей схемы измерительной цепи и выходного индикатора. Например, в измерителях, основанных на использовании метода сравнения, влияние внешних дестабилизирующих факторов на точность измерения оказывается менее существенным из-за компенсации искажений сигналов измерительного и эталонного датчиков в вычитающем устройстве.

При измерении или контроле быстроизменяющихся величин важное значение имеют *инерционные (динамические)* свойства измерителя, ограничивающие его быстродействие; обычно это — датчики и индицирующие (регистрирующие) приборы. Инерционность измерительной цепи, как правило, весьма мала и не является ограничивающей.

Выбор элементов измерителя, и прежде всего датчика, необходимо производить после того, как выяснено назначение прибора и учтены внешние условия его работы (температура, влажность, вибрации и др.); пределы измерения; скорость (частота) изменения измеряемой неэлектрической величины; допустимая погрешность измерения; допустимые вес и габариты датчика и измерителя в целом; источники питания.

Выбор датчика связан с методом измерения, который предполагается использовать в измерителе. Так, например, в случае использования метода сравнения лучше применять дифференциальные датчики, которые имеют лучшую симметрию измерительной и эталонной ветвей измерителя, при

этом наилучшим образом реализуются преимущества метода сравнения.

При измерении изменяющихся во времени механических величин появляются существенные дополнительные погрешности (динамические ошибки), если частотная характеристика датчика выбрана без учета длительности измеряемого процесса.

При наличии в конструкции датчика сочетания массивных и упругих элементов его частотная характеристика имеет явно выраженный максимум, определяющий собственную резонансную частоту датчика. Эта частота тем больше, чем меньше масса и больше упругость взаимодействующих элементов и наоборот

Для уменьшения динамических погрешностей при измерении датчик должен быть выполнен так, чтобы его собственная резонансная частота была значительно больше (или меньше) частоты исследуемого процесса. Наиболее часто используются датчики, собственная резонансная частота которых лежит значительно выше частот исследуемых процессов.

Контактные, емкостные, индуктивные и потенциометрические датчики могут быть выполнены с собственной резонансной частотой, не превышающей 1 000 *гц*. У проволочных (тензометрических) датчиков частота колебаний упругого элемента составляет несколько тысяч герц.

Наибольшую собственную резонансную частоту имеют магнитоупругие и пьезоэлектрические датчики (десятки тысяч герц).

Измерение динамических процессов, характеризующихся частотой, не превышающей нескольких сотен герц, может производиться практически любым подходящим по требуемому преобразованию датчиком.

Индикаторное устройство также существенно влияет на характеристики измерителя неэлектрической величины. Оно характеризуется чувствительностью, максимальной величиной измеряемого электрического сигнала на входе и номинальной частотой собственных колебаний подвижной системы. Этими же параметрами характеризуются и большинство регистрирующих устройств — различные самопишущие и осциллографические устройства.

Измерители со стрелочными индикаторными приборами применяют только для измерения статических или очень медленно изменяющихся неэлектрических величин. Измерители с регистрирующими устройствами, в которых сигналы записываются пером, применяются для измерения величин, изменяющихся с частотой не более 1—2 *гц*. Шлейфовые осциллографы могут записывать переменные электрические сигналы с частотой до 1—3 *кгц*.

Наблюдение и регистрация быстроменяющихся сигналов производятся при помощи электронных осциллографов и устройств магнитной записи.

При выборе индикаторного или регистрирующего устройства важное значение имеет потребляемая ими мощность по входу измеряемого сигнала.

При малой мощности, потребляемой индикатором, измеритель может иметь простую конструкцию — без дополнительных усилителей.

## 19-2. ДАТЧИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Датчики, в которых изменения неэлектрической величины преобразуются в изменения электрического сопротивления, называют датчиками сопротивления. К ним относятся реостатные, потенциометрические, тензометрические, тензолитовые, датчики контактного и термосопротивления и электролитические датчики.

### Реостатные, потенциометрические датчики

Реостатный датчик представляет собой переменное сопротивление (рис. 19-3, *а*). Подвижный контакт этого сопротивления механически связывается с объектом, перемещение (угловое или линейное) которого необходимо преобразовать.

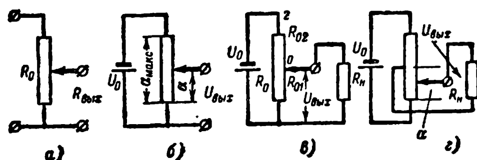



Рис. 19-3. Схемы реостатных датчиков.

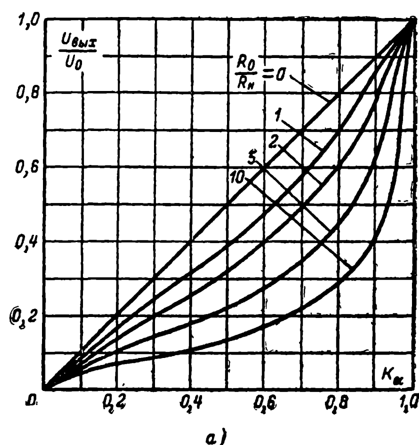
*а* — реостатный датчик; *б* — потенциометрический датчик; *в* — нагруженный потенциометрический датчик; *г* — потенциометрический датчик, фиксирующий величину и направление перемещения.

Обычно реостатные датчики применяются в механических измерительных приборах для преобразования их показаний в электрические, например в поплавковых измерителях уровней жидкостей, различных манометрах, расходомерах и т. п.

Датчик сопротивления, включенный в электрическую цепь делителем напряжения, называют потенциометрическим датчиком. Выходной величиной такого датчика будет падение напряжения между подвижным и одним из неподвижных его контактов (рис. 19-3, *б*).

Зависимость выходного напряжения $U_{вых}$ от величины перемещения $\alpha$ (углового или линейного) подвижного контакта соответствует закону изменения сопротивления вдоль потенциометра между неподвижным и подвижным контактами.

У потенциометров с линейно изменяющимся сопротивлением выбор первого или



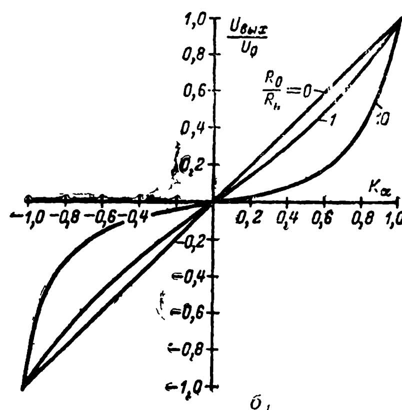




Рис. 19-4. Нагрузочные характеристики потенциометрических датчиков.
*а* — обычного датчика; *б* — двухтактного датчика.

второго неподвижного контакта в качестве одного из выходных зажимов (вторым является подвижный) не влияет на закономерность выходного напряжения. У потенциометров же с нелинейной зависимостью изменения сопротивления при использовании противоположного неподвижного контакта меняется закономерность изменения выходного напряжения. В обычно используемых датчиках с линейно изменяющимся сопротивлением выходное напряжение пропорционально величине смещения скользящего контакта

$$U_{вых} = \frac{U_0}{\alpha_{макс}}\alpha = U_0 K_\alpha, \qquad (19\text{-}3)$$

где $K_\alpha = \alpha/\alpha_{макс}$.

Линейная зависимость выходного напряжения от перемещения подвижного контакта пропорционального потенциометрического датчика сохранится в том случае, если выход датчика не нагружается. У нагруженного потенциометрического датчика сопротивлением $R_н$ (рис. 19-3, *в*) линейность указанной зависимости нарушается. Величина выходного напряжения нагруженного датчика при этом определяется соотношением

$$U_{вых} = \frac{K_\alpha}{1 + \frac{R_0}{R_н}(1 - K_\alpha) K_\alpha} U_0. \qquad (19\text{-}4)$$

Указанная зависимость представлена в виде графиков на рис. 19-4, *а* для различных величин нагрузок датчика, выраженных отношением $R_0/R_н$. Относительное отклонение от линейной характеристики, определяемое как

$$\Delta U_{отн} = \frac{U_{вых} - U_{вых\,н}}{U_{вых.н}}$$

оказывается равным

$$\Delta U_{отн} = \frac{R_0}{R_н} K_\alpha (1 - K_\alpha),$$

где $U_{вых.н}$ — выходное напряжение датчика при нагрузке. Величина $\Delta U_{отн}$ становится максимальной при $K_\alpha = 1/2$ и равной $R_0/4R_н$.

Для измерения величины и фиксации направления перемещения применяются так называемые двухтактные (двуполярные) потенциометрические датчики (см. рис. 19-3, *г*).

Статические характеристики нагруженного датчика такого типа приведены на рис. 19-4, *б*. Выходное сопротивление ненагруженного двухтактного датчика может быть определено из выражения

$$R_{вых} = \frac{1}{4} R_0 (2 - K_\alpha). \qquad (19\text{-}5)$$

Чувствительность двухконтактного линейного потенциометрического датчика составляет:

$$K = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta\alpha} = \frac{U_0}{\alpha_{макс}}. \qquad (19\text{-}6)$$

Чувствительность потенциометрических датчиков сравнительно невелика и составляет 3—5 *в/мм* (*в/град*). Она может изменяться за счет изменения величины $U_0$. Максимально возможное значение чувствительности при этом определяется конструкцией датчика.

Потенциометрические датчики изготовляются со сплошным проводящим покрытием и с сопротивлениями, намотанными тонкой проволокой на специальный каркас.

Датчики с проволочным сопротивлением обладают дополнительной погрешностью преобразования, вызываемой ступенчатостью изменения сопротивления $\Delta U = U_0/n$, где $n$ — число витков намотки. Эта погрешность тем меньше, чем меньше диаметр $d$ намоточного провода. У проволочных потенциометрических датчиков величина максимальной чувствительности $K_{макс}$ зависит от допустимой (из соображений точности пре-

Таблица 19-1

**Данные материалов проволоки, употребляемой для намотки датчиков**

| Материал | Удельное сопротивление, $ом \cdot мм^2/м$ | Температурный коэффициент сопротивления, $1/°C \cdot 10^{-6}$ | Максимальная рабочая температура, °C | Температурный коэффициент линейного расширения, $1/°C \cdot 10^{-6}$ |
|---|---|---|---|---|
| Константан | 0,44—0,52 | 5 | 500 | 15,2 |
| Нихром | 1—1,2 | 130 | 1 050 | 14 |
| Манганин | 0,42—2,08 | 29—40 | 300 | 23 |
| Никелин | 0,42 | — | 200 | — |
| Реотан | 0,47 | — | 200 | — |
| Фехраль | 1,38 | 15 (при 20°C) 50 (при 400°C) | 1 200 | 17 |
| Эдванс | 0,488 | — | 500 | — |
| Платина | 0,09—0,105 | 2 570—3 980 | 500 | 8,84 |
| Золото | 0,022 | — | 500 | 14,3 |
| Никель | 0,0703—0,079 | 6 000 | — | 13,1 |

образования) величины «ступенчатости» $\Delta U_{доп}$ и определяется выражением

$$K_{макс} = \frac{\Delta U_{доп}}{d}.$$

Для намотки проволочных реостатных датчиков употребляются материалы, указанные в табл. 19-1.

Достоинствами реостатных датчиков являются их высокая стабильность и точность преобразования, а также простота конструкции, малый вес и габариты, возможность питания постоянным и переменным током, простота регулировки.

Наличие подвижного контакта ограничивает срок службы датчиков и ухудшает надежность их работы.

В реостатных датчиках большое значение имеет контактное давление. Если не учитываются инерционные силы, контактное давление должно быть пропорционально максимальной силе тока через подвижный контакт.

Входное усилие $F_{вх}$ реостатного датчика равно силе трения между подвижным контактом и сопротивлением датчика, а сила трения в свою очередь пропорциональна контактному давлению.

Погрешность преобразования определяется стабильностью питающего напряжения, величиной температурного коэффициента сопротивления, точностью изготовления каркаса, равномерностью намотки, сечением провода и технологией изготовления.

### Тензометрические датчики

Работа тензодатчиков основана на использовании свойств материала изменять электрическое сопротивление при деформации под действием внешней силы. Тензодатчики делают из проволоки, фольги или ленты.

*Проволочные тензодатчики.* При растягивании проволоки в пределах упругой деформации ее сопротивление $R$ изменяется из-за увеличения начальной длины $l_0$, уменьшения площади сечения $q$ и изменения удельного сопротивления $\rho$

$$R = \rho \frac{l_0}{q},$$

где $\rho$ — удельное сопротивление материала проволоки $ом \cdot мм^2/м$;

$l_0$ — начальная длина проволоки, $м$;

$q$ — площадь сечения проволоки, $мм^2$.

Проволочные датчики имеют разнообразную конструкцию (рис. 19-5). Проволоч-

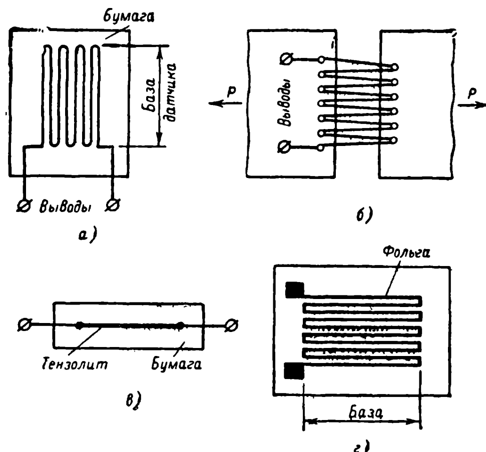



Рис. 19-5. Тензодатчики.

*а* — проволочная наклеенная спираль; *б* — ненаклеенная спираль; *в* — тензолит; *г* — фольговая спираль.

ную спираль часто наклеивают специальным клеем на тонкую бумагу, которая затем наклеивается на деталь, подвергаемую испытанию. Вместе с деталью деформируется основа (бумага) и наклеенная на ней проволочная спираль. Материал основы и ее толщина оказывают влияние на передачу деформирующего усилия.

Эти датчики применяются также и в виде ненаклеенной спирали (рис. 19-5, *б*), струны и других конструкций.

Если проволока датчика подвергается упругой деформации, то между относительным изменением сопротивления проволоки $\Delta R/R_0$ и ее относительным удлинением

$\Delta l/l_0$ существует линейная зависимость, определяемая выражением

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \delta \frac{\Delta l}{l_0}.$$

В этом выражении коэффициент пропорциональности $\delta$ называют относительной чувствительностью *тензочувствительностью* проволочного датчика. Величина $\delta$ зависит не только от состава сплава проволоки, но и от технологии ее обработки. Ориентировочные значения $\delta$ для некоторых материалов следующие: константан — 1,9—2,2; нихром — 2; железо-хром-алюминиевый сплав 2,8—2,9.

Чувствительность тензодатчика может быть получена из следующего соотношения:

$$K = \frac{\Delta R}{\Delta l} = \delta \frac{R_0}{l_0} = \frac{\delta \rho}{q}. \qquad (19\text{-}7)$$

Для повышения чувствительности датчик изготовляется из тонкой проволоки (диаметром 0,02—0,05 *мм*) с высоким удельным сопротивлением.

Проволочные датчики используются при измерении малых перемещений, деформаций, механических усилий и вибраций (в манометрах, динамометрах, микрометрах, и других аналогичных устройствах). Градуировка датчиков производится при испытании эталонных деталей, зависимость упругих деформаций которых от прилагаемых сил известна. Из партии изготовленных датчиков отбирается несколько штук, и на градуировочной установке с использованием эталонных деталей, подвергаемых деформации, определяется их средняя чувствительность. Полученное таким образом среднее значение чувствительности присваивается всей партии.

Ошибки преобразования с помощью проволочных датчиков обусловливаются зависимостью сопротивления проволоки датчика от температуры, нагревом проволоки при протекании по ней измерительного тока, нарушением крепления датчика на исследуемой детали и неточностью его градуировки.

Простейший метод компенсации температурных погрешностей тензодатчиков состоит в том, что используются два датчика, которые включаются в смежные плечи мостовой измерительной схемы. При этом один из них наклеивается на испытываемую деталь, а другой находится в одинаковых температурных условиях. Изменения их сопротивления из-за окружающей температуры взаимно компенсируются в измерительной схеме.

Погрешность преобразования тензодатчиками составляет 1—2%.

Для повышения чувствительности измерителя с тензодатчиком целесообразно увеличивать измерительный ток, протекающий по проволоке датчика. Однако вызванный этим нагрев проволоки увеличивает погрешности при измерении деформации. Допустимые значения измерительного тока определяются размерами и теплопроводностью испытуемой детали, на которую наклеен датчик. Для датчика из константановой проволоки, например, в зависимости от ее диаметра допустимы следующие значения тока: $d=50$ *мк*—$I=100$ *ма*; $d=25$ *мк*—$I=35$ *ма*, $d=12$ *мк*—$I=12{,}5$ *ма*.

Недостатки тензодатчиков заключаются в следующем:

при изменении преобразуемой величины сопротивление датчика изменяется незначительно (менее 1%), поэтому необходимо применять в схемах измерителей с проволочными датчиками стабильные усилители с большим коэффициентом усиления;

сопротивление датчика существенно зависит от температуры окружающей среды, что вызывает значительные ошибки при измерении;

требуется тщательная наклейка датчика на испытуемую деталь, соответствующая наклейке ее при градуировке; в противном случае возникают существенные ошибки при измерении (преобразовании).

*Тензолитовые датчики* (тензолиты) изготовляют в виде лент или проволок из композиционных материалов, содержащих связующие вещества (смолы), наполнитель (мел, тальк, кварц) и проводящие вещества (уголь, сажу, графит). Отрезок тензолита с отводами наклеивается на бумагу (рис 19-5, *в*), а затем вместе с последней — на испытуемую деталь.

Тензолитовые датчики весьма перспективны. Они дают значительно большие относительные изменения сопротивления (на порядок выше) при равных с проволочными датчиками деформациях. Однако тензолитовые датчики имеют большой температурный коэффициент и недостаточно стабильны, что пока ограничивает их широкое применение.

В последнее время широко используются также *фольговые датчики*, у которых проводящий элемент делается из фольги (рис. 19-5, *г*). Такие датчики имеют большую теплоотдачу, через них могут проходить большие токи, в результате чего они часто применяются без усилителей.

### Датчики контактного сопротивления

Известно, что контактное сопротивление между соприкасающимися поверхностями двух твердых тел зависит от величины давления одного тела на другое. Эта зависимость в общем виде представляется выражением

$$R_к = R_0 + \frac{m_F}{P} = R_0 + \frac{m_l}{\Delta l}, \qquad (19\text{-}8)$$

где $R_0$ — электрическое сопротивление тела контактов;

$m_F$, $m_l$ — постоянные величины, характеризующие материалы контактов;

$P$ — усилие сжатия;

$\Delta l$ — величина взаимного перемещения контактов при их деформации (сжатии).

Из приведенного выражения следует, что с увеличением сжимающей силы $P$ контактное сопротивление $R_к$ уменьшается и наоборот. На этом свойстве основано преобразующее действие контактных датчиков.

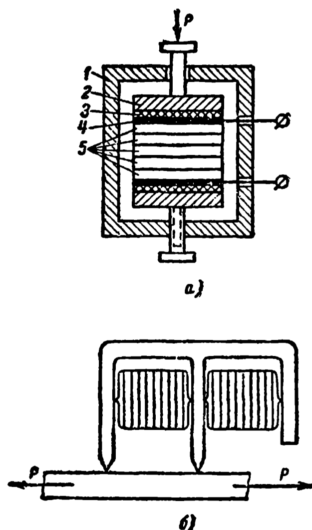



Рис. 19-6. Датчик контактного сопротивления.

*а* — обычный; *б* — дифференциальный; *1* — корпус; *2* — металлическая шайба; *3* — изоляционная прокладка; *4* — контактная пластина; *5* — угольные шайбы.

Контактное сопротивление между поверхностью двух твердых тел зависит также от материала этих тел и качества обработки соприкасающихся поверхностей. Наиболее существенные изменения контактного сопротивления при изменении давления происходят в случае использования в качестве таких тел электродных углей с удельным сопротивлением 30—100 *ом·мм²/м*.

Чувствительность контактных датчиков определяется выражением

$$K = \frac{\Delta R}{\Delta P} = -\frac{m_F \, \Delta P}{P^2}. \qquad (19\text{-}9)$$

Для повышения чувствительности контактные датчики конструктивно выполняются в виде столбиков (рис. 19-6), набранных из нескольких угольных шайб.

При работе датчика его шайбы находятся под давлением и нагреваются протекающим по ним измерительным током. Максимальное давление на угольные шайбы допускается 65 *кГ/см²*. Допустимая величина нагрева $\Theta_{уст}$ определяется соотношением

$$\Theta_{уст} = \frac{I^2 R_{макс}}{\mu S_{охл}} \leqslant t_{макс} - t_{окр.макс},$$

где $I$ — измерительный ток, протекающий через датчик *а*;

$\mu$ — коэффициент теплоотдачи, *вт/дм²*;

$S_{охл}$ — боковая поверхность столбика, *дм²*;

$t_{макс}$ — допустимая температура нагрева (180—200° С);

$t_{окр.макс}$ — допустимая температура окружающей среды, °С.

Размеры шайб датчика выбирают в зависимости от величины измеряемого давления и допустимого нагрева.

С помощью угольных датчиков можно производить измерения с погрешностью 5—10%. Погрешность измерения непостоянна, она может меняться в процессе эксплуатации. Величина сопротивления столба шайб зависит от плотности измерительного тока, температуры, влажности и т. п. К недостаткам датчиков этого типа следует отнести наличие гистерезиса.

С целью компенсации температурного влияния применяются угольные датчики с двумя столбиками (рис. 19-6, *б*), которые включаются в смежные плечи мостовой измерительной схемы.

При соответствующей конструкции датчики этого вида могут использоваться для измерения давлений, сил, ускорений, вращающих моментов и параметров звуковых колебаний (микрофоны) и т. п.

## Датчики термозависимого сопротивления

Сопротивление проводника электрическому току зависит от температуры проводника и определяется известным соотношением

$$R_t = R_0 [1 + \alpha_0 (t - t_0)],$$

где $R_0$ — сопротивление проводника при температуре $t_0$;

$\alpha_0$ — температурный коэффициент электрического сопротивления, показывающий относительное увеличение сопротивления проводника при нагревании его на 1° С (в интервале температур, начинающемся от $t_0$, см. табл. 19-1).

Температура проводника $t$ зависит от интенсивности его теплообмена с окружающей средой.

На интенсивность теплообмена влияют: геометрические размеры и форма проводника; физические свойства среды, окружающей проводник (плотность, теплопроводность, вязкость и др.), и состояние этой среды (неподвижная, перемещается с некоторой скоростью).

Зная зависимость сопротивления проводника от перечисленных выше факторов, его можно использовать как соответствующий датчик. Естественно, при конструировании такого датчика необходимо стремиться к тому, чтобы он реагировал только на измеряемую величину, а влияние других факторов было бы сведено к минимуму.

Чувствительность термозависимого сопротивления определяется из выражения

$$K = \frac{\Delta R}{\Delta t} = R_0\alpha_0. \qquad (19\text{-}10)$$

Чувствительность может быть повышена путем выбора материала с большим температурным коэффициентом и сопротивлением (с меньшим диаметром и большей длиной проволоки).

Коэффициент $\alpha_0$ остается приблизительно постоянным в небольшом интервале температур. Его величина определяется не только материалом проволоки датчика, но и величиной сопротивления $R_0$, измеренного при некоторой начальной (условно) температуре $t_0$ ($t_0=20°$ С или $t_0=0°$ С). Указанные обстоятельства необходимо учитывать при расчетах и конструировании датчиков термосопротивлений. В противном случае при измерениях возможны серьезные ошибки. Если, например, известна величина сопротивления проволоки датчика $R_1$ не при температуре $t_0$, а при температуре $t_1$ и необходимо найти величину сопротивления датчика $R_2$ при температуре $t_2$, то нужно во избежание ошибок пользоваться следующей формулой:

$$R_2 = R_1 + R_0\alpha_0(t_2 - t_1).$$

Если величина $R_0$ окажется неизвестной, то можно воспользоваться другим выражением:

$$R_2 = R_1\left[1 + \frac{\alpha_0(t_2 - t_1)}{1 + \alpha_0(t_2 - t_1)}\right].$$

Датчики с термосопротивлением можно использовать для измерения температур при определении различных параметров газовой среды или жидкости.

Для изготовления термодатчиков используется в основном вольфрамовая, никелевая, платиновая и медная проволока. Выбор материала термосопротивления определяется условиями работы датчика и диапазоном рабочих температур; например, датчики из медной проволоки могут хорошо работать в сухой атмосфере при отсутствии корродирующих газов в диапазоне изменения температур от —50 до +150° С. Никелевые датчики требуют хорошей изоляции от воздействия внешней среды. Их можно применять для измерения температур до 250° С. Платиновые термометры могут работать при температурах от —190 до +500° С.

Датчики с термозависимым сопротивлением могут иметь различную конструкцию. В зависимости от их назначения и условий применения они могут быть выполнены в виде проволочной нити, катушки спирали или диска.

Основные погрешности проволочных температурных датчиков обусловливаются нестабильностью электрических свойств материала сопротивления и условиями применения, Точность этого типа датчиков (вместе с индикаторным прибором) составляет 1—1,5%.

Существенным недостатком датчиков из термосопротивлений является их инерционность. Постоянная времени $\tau$ для термосопротивлений в зависимости от диаметра проволоки и конструкции датчика может быть от 0,05 до 5 *сек* и более.

### Полупроводниковые терморезисторы

В настоящее время в качестве датчиков температуры широко используются полупроводниковые терморезисторы (ПТР), изготовляемые из смеси окислов таких металлов, как марганец, медь, кобальт, никель и др. ПТР обладают большей чувствительностью и менее инерционны по сравнению с проволочными термосопротивлениями, имеют сравнительно высокое внутреннее сопротивление при малых габаритах, что делает их удобными при совместном использовании с электронными усилителями.

Зависимость сопротивления ПТР от температуры определяется следующим соотношением [Л. 6]:

$$R = R_\infty e^{-\frac{B}{T}}, \qquad (19\text{-}11)$$

где $R$ — сопротивление ПТР, *ом*, при температуре $T$, °К;

$R_\infty$, $B$ — коэффициенты, постоянные для определенного типа ПТР.

Приведенную зависимость называют температурной характеристикой ПТР.

Относительное значение производной $\frac{dR}{dT}\frac{1}{R}$, выраженное в процентах, характеризует изменение абсолютного значения сопротивления ПТР с изменением его температуры на 1 *град*

$$\alpha = \frac{dR}{dT}\frac{1}{R}\cdot 100\% = -\frac{B}{T}\cdot 100\%.$$

Коэффициент $\alpha$ называется температурным коэффициентом ПТР. Вследствие нелинейности температурной характеристики ПТР значение коэффициента $\alpha$ оказывается зависимым от температуры, поэтому его записывают с индексом, указывающим температуру, которой соответствует проводимое значение. Так, например, запись $\alpha_{293}=a$ означает, что при температуре 293° К (20° С) температурный коэффициент имеет значение, равное $a$.

У известных типов ПТР величина температурного коэффициента находится в пределах

$$\alpha = 3 \div 6\%.$$

Наибольшее распространение получили медно-марганцевые ПТР типов ММТ и кобальто-марганцевые типов КМТ Используются они в основном для измерения и ре-

гулирования температуры различных сред в пределах 200—600° С (КМТ-1 — до 453° С).

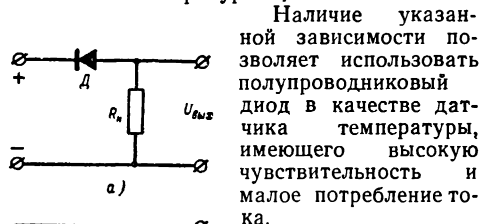
Полупроводниковые терморезисторы имеют значительный разброс по величине сопротивления между отдельными однотипными экземплярами (до 20%), что является их существенным недостатком.

## Диодные датчики температуры

Одной из особенностей полупроводниковых диодов является то, что величина их обратного тока $I_{обр}$ существенно зависит от температуры. Эта зависимость представляется выражением

$$I_{обр} = I_{обр1}\, e^{B\left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T}\right)}, \qquad (19\text{-}12)$$

где $I_{обр1}$ — значение обратного тока при температуре $T_1$.



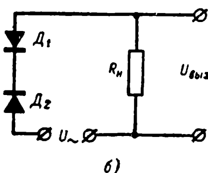




Рис. 19-7. Схемы диодного датчика температуры.

Наличие указанной зависимости позволяет использовать полупроводниковый диод в качестве датчика температуры, имеющего высокую чувствительность и малое потребление тока.

На рис. 19-7,*а* приведена простейшая схема диодного датчика температуры. Выходной величиной датчика является напряжение $U_{вых}$, выделяемое на нагрузке $R_н$. Чувствительность такого датчика $K = \Delta U_{вых}/\Delta t$ может составлять десятки вольт на градус.

На рис. 19-7, *б* показана схема датчика температуры с двумя диодами, включенными встречно друг другу. Питается такой датчик переменным током. Выходное напряжение датчика оказывается также переменным, поэтому его удобно усиливать.

## Магнитоомические датчики

Действие датчиков этого типа основано на свойстве некоторых материалов изменять электрическое сопротивление под действием магнитного поля. Величина электрического сопротивления при этом зависит от напряженности магнитного поля.

При перемещении проводника из такого материала в неоднородном магнитном поле будет соответственно изменяться его омическое сопротивление.

Наиболее употребительным материалом для магнитоомических датчиков является висмут. Кроме того, применяются полупроводниковые материалы — сурьмянистый индий и селенистая ртуть.

Чувствительность висмутовых датчиков составляет:

$$K = \frac{\dfrac{\Delta R}{R}}{H} \approx 0{,}5\cdot 10^{-4}\ 1/гс,$$

где $\Delta R/R$ — относительное изменение сопротивления;

$H$ — напряженность магнитного поля, *гс*.

Датчики из полупроводниковых материалов имеют бо́льшую чувствительность.

Основная погрешность датчиков этого типа вызывается влиянием температуры на величину сопротивления датчика и на чувствительность его материала к изменению напряженности магнитного поля. Для уменьшения этой погрешности применяются термокомпенсирующие схемы.

Магнитоомические датчики могут применяться для измерения напряженности магнитных полей, линейных и угловых перемещений (при постоянном градиенте магнитного поля) и других целей.

## Электролитические датчики

Водные растворы солей, кислот и оснований (электролитов) изменяют свою проводимость с изменением концентрации раствора.

Если в электролит постоянной концентрации внести электроды и изменять расстояние между ними, то проводимость (сопротивление) между электродами также будет изменяться. Указанные особенности электролитов используются при построении электролитических датчиков.

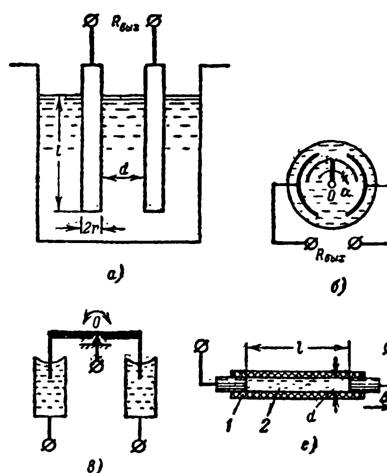



Рис. 19-8. Электролитические датчики.

*а* — для измерения концентрации растворов; *б* — с переменной площадью зазора; *в* — с переменной глубиной погружения; *г* — с переменной длиной; *1* — резиновая трубка; *2* — проводящая жидкость.

Проводимость $g$ электролита между двумя цилиндрическими электродами одинакового радиуса $r$ с параллельными осями (рис. 19-8, *а*) может быть найдена из выражения

$$g = \frac{1}{R} = \frac{2\pi Y l}{\ln \frac{d}{r}} = cY, \qquad (19\text{-}13)$$

где $Y$ — удельная электропроводность электролита, зависящая от концентрации раствора;

$R$ — сопротивление электролита;

$c = \frac{2\pi l}{\ln \frac{d}{r}}$ — коэффициент, характеризующий конструкцию и геометрические размеры датчика.

Электролитические датчики используются для определения концентрации растворов электролитов. При этом применяются датчики жесткой конструкции с определенным коэффициентом $c$. Величина этого коэффициента для готового датчика может быть определена опытным путем с помощью образцового раствора известной концентрации. Величина удельной проводимости раствора берется из таблицы.

Электролитические датчики широко применяются также для измерения линейных и угловых перемещений, давлений и других неэлектрических величин. Концентрация раствора или другой проводящей жидкости в таких датчиках берется постоянной. Конструкции же датчиков при этом определяются условиями измерений и могут быть самыми разнообразными.

Датчик с переменной площадью зазора между подвижным и неподвижными электродами (рис. 19-8, *б*) используется для измерения углов поворота $\alpha$ оси $O$, с которой связан подвижный электрод. При перемещении подвижного электрода изменяется электрическое сопротивление датчика (между выходными зажимами). Датчик с переменной глубиной погружения (рис. 19-8, *в*) применяется для измерения малых углов поворота оси $O$.

Датчик на рис. 19-8, *г* представляет собой тонкую эластичную (резиновую) трубку, заполненную электролитом или ртутью. При растяжении трубки сопротивление датчика вследствие изменения длины и сечения трубки изменяется

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{2\Delta l}{l},$$

где $R = \frac{4l}{\pi d^2} \frac{1}{Y}$ — сопротивление датчика;

$\Delta R/R$ — относительное изменение электрического сопротивления датчика;

$\Delta l/l$ — относительное удлинение трубки ($\Delta l/l = 0 \div 1{,}5$).

Подобный датчик используется при измерении линейных перемещений.

Во избежание разложения электролита и поляризации электродов в электролитических датчиках используется только переменный ток. При пропускании через электролитический датчик переменного тока наблюдаются явления, характерные для цепей, содержащих электрические емкости, т. е. электролитический датчик, работающий на переменном токе, представляет собой не чисто активное сопротивление, а цепь, содержащую активное и емкостное сопротивление. Наличие емкостной составляющей сопротивления датчика вызывает фазовый сдвиг между током через датчик и напряжением на его электродах, что может привести к значительным ошибкам при измерениях.

Ошибки при измерениях электролитическими датчиками появляются также в случае изменения температуры электролита. Для уменьшения влияния изменений температуры на точность преобразования электролитического датчика в измерительную схему включаются компенсирующие терморезисторы.

Контроль параметров растворов по измерению их электропроводности называется кондуктометрическим методом. Этот метод широко используется при контроле качества воды, питающей парокотельные установки (солемеры), в химической и пищевой промышленности.

### Контактные датчики

Контактным датчиком называется устройство, служащее для замыкания электрических цепей.

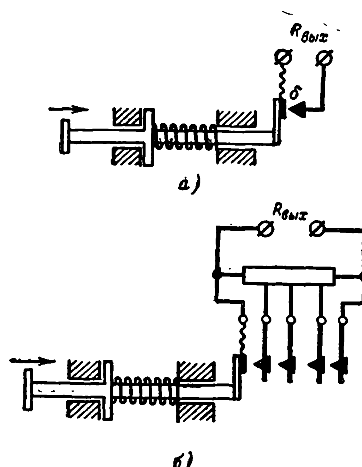



Рис. 19-9. Контактные датчики.
*а* — двухпредельные; *б* — многопредельные.

Контактные датчики относятся к омическим датчикам условно. Они используются для фиксации (регистрации) определенных

положений объектов, при их механических перемещениях. По своей конструкции контактные датчики весьма разнообразны. Однако их можно разделить на две большие группы: двухпредельные с одной парой контактов (рис. 19-9, *а*) и многопредельные с несколькими парами контактов (рис. 19-9, *б*). Для увеличения чувствительности контактных датчиков в них используется рычажная передача. Порог чувствительности этих датчиков определяется минимальной величиной зазора $\delta$ между контактами и зависит от величины приложенного к контактам напряжения. Величина этого напряжения не должна превышать значения, при котором начинается произвольный разряд через межконтактный зазор.

## 19-3. ИНДУКТИВНЫЕ ДАТЧИКИ

Большое распространение имеют индуктивные датчики, действие которых основано на изменении индуктивности электромагнитной системы под воздействием входной преобразуемой величины. Индуктивные датчики, так же как и датчики электрического сопротивления, относятся к датчикам параметрического типа.

Индуктивность электромагнитной системы $L$, содержащей катушку и ферромагнитный сердечник, при условии, что потоком рассеяния можно пренебречь, определяется соотношением

$$L = \frac{w^2}{\sqrt{(R_ж + R_0)^2 + X_м^2}},$$

где $R_ж = l/\mu S$ — активное магнитное сопротивление сердечника ($l$ и $S$ — длина и сечение сердечника, $\mu$ — магнитная проницаемость материала сердечника);
$w$ — число витков;
$R_0 = 1/\mu_0 G$ — магнитное сопротивление воздушного зазора ($G$ — проводимость воздушного зазора, $\mu_0$ — магнитная проницаемость в зазоре);
$X_м = P_ж/\omega\Phi^2$ — реактивная составляющая магнитного сопротивления, вызываемая потерями на токи Фуко и гистерезис ($P_ж$ — потери в железе, $\omega$ — угловая частота измерительного тока, $\Phi$ — эффективное значение магнитного потока).

Индуктивность электромагнитной системы, как это следует из приведенного выражения, можно менять путем воздействия на активное магнитное сопротивление сердечника, величину воздушного зазора магнитопровода, реактивное магнитное сопротивление магнитной цепи или путем изменения числа витков катушки. Все эти методы могут быть использованы при построении индуктивных датчиков.

Схема простейшего индуктивного датчика с изменяющимся зазором представлена на рис. 19-10,*а*. Так как магнитное сопротивление сердечника и перемещаемого якоря мало, индуктивность обмотки резко изменяется при изменении величины зазора $\delta$.

При небольшом воздушном зазоре, когда можно пренебречь потоком рассеяния, индуктивность обмотки датчика определяется из выражения

$$L = \frac{0{,}4\pi w^2 \cdot 10^{-8}}{R_ж + \frac{2\delta}{S}}. \qquad (19\text{-}14)$$

При большом зазоре $\delta$, когда его магнитное сопротивление значительно больше магнитного сопротивления сердечника, т. е. $2\delta \gg R_ж \approx l_ж/\mu S$, или $\delta \gg l_ж/2\mu$, выражение для определения индуктивности принимает следующий вид:

$$L = \frac{0{,}2\pi w^2 S \cdot 10^{-8}}{\delta}. \qquad (19\text{-}15)$$

Приведенные выражения для индуктивных датчиков с большим и малым зазором справедливы и в том случае, если изменяется не величина зазора, а его площадь (рис. 19-10,*б*).

Индуктивные датчики с изменяющимся зазором применяются для измерения сравнительно малых перемещений (не более 5—8 *мм*). Применение их ограничивается тем, что они не позволяют фиксировать направление перемещения (однотактные датчики). Кроме того, при значительном измерительном токе через катушку на якорь датчика действует значительная сила притяжения. Величина этой электромеханической силы определяется выражением

$$F_э = \frac{S\mu_0}{\delta^2}(Iw)^2, \qquad (19\text{-}16)$$

где $I$ — измерительный ток через катушку датчика.

Для устойчивости работы датчика и уменьшения его обратного влияния на измеряемое воздействие стремятся, чтобы электромеханическая сила была хотя бы на порядок меньше усилия, вызывающего измеряемое перемещение.

Применяются индуктивные датчики с разомкнутой магнитной цепью (рис. 19-10, *в*). В этом случае индуктивность датчика изменяется при введении в катушку ферромагнитного сердечника. Перемещение сердечника происходит под действием измеряемого усилия. Подобные датчики применяются для измерения значительных перемещений (до 50 *мм*).

В отличие от однотактных датчиков применяются более совершенные двухтактные индуктивные датчики, которые регистрируют изменения знакопеременных перемещений,

| Схема | Статическая характеристика датчика | Допустимые перемещения (мм) |
|---|---|---|
| а) $L \pm \Delta L$, $\delta$ | $L$, $\delta$ | 0,1—2 |
| б) $L \pm \Delta L$, $\delta$ | $L$, $\delta$ | до 8 |
| в) $L \pm \Delta L$, $\delta$ | $I$, $\delta$ | до 50 |
| г) $\sim U_0$, $\sim U_{вых}$, $\delta$ | $\sim U_{вых}$, $\delta$ | до 2 |
| д) $\sim U_0$, $\delta_1$, $\delta_2$, $\sim U_{вых}$ | $\sim U_{вых}$, $\delta$ | до 4 |

Рис. 19-10. Индуктивные датчики.

*а* — с изменяющимся зазором; *б* — с изменяющейся площадью зазора; *в* — с перемещаемым сердечником; *г* — трансформаторный датчик; *д* — дифференциальный трансформаторный датчик.

имеют более широкий линейный участок статической характеристики, а также меньшую погрешность.

В последнее время находят применение так называемые трансформаторные датчики, в которых используется изменение взаимной индуктивности обмоток датчика под воздействием механических перемещений. На рис. 19-10, *г* представлена схема простейшего однотактного трансформаторного датчика. Одна из обмоток датчика питается от источника переменного тока. Вторая обмотка является измерительной (сигнальной). При изменении воздушного зазора под действием измеряемого перемещения изменяется взаимоиндукция между обеими катушка-

ми, а следовательно, и величина э. д. с. на зажимах сигнальной катушки.

Разновидностью трансформаторных датчиков являются дифференциальные трансформаторные датчики (рис. 19-10, *д*), предназначенные для измерения знакопеременных перемещений и имеющие больший размах линейного участка статической характеристики датчика.

Трансформаторные датчики позволяют получать более мощный выходной сигнал в сравнении с другими типами датчиков. Несколько датчиков можно питать от одного источника, при этом их выходы оказываются электрически не связанными друг с другом, что в ряде случаев оказывается очень важным.

Достоинствами индуктивных датчиков, кроме отмеченных, являются: отсутствие скользящих контактов, прочность конструкции, большие чувствительность и разрешающая способность.

Недостатками индуктивных датчиков являются: трудность регулировки и получения нулевого значения напряжения на выходе двухтактных датчиков; возможность работы только на переменном токе.

Погрешности индуктивных датчиков вызываются в основном колебаниями напряжения и частоты питающих источников, а также изменениями температуры среды, окружающей датчик. Применение дифференциальных индуктивных датчиков значительно уменьшает внешние влияния на точность преобразования. Чем симметричнее обе половины дифференциального датчика, тем меньше погрешность от внешних воздействий.

Динамические свойства индуктивных датчиков практически зависят от инерционности подвижных частей.

## 19-4. ЕМКОСТНЫЕ ДАТЧИКИ

В емкостных датчиках измеряемая неэлектрическая величина преобразуется в изменение емкости электрического конденсатора. Емкость конденсатора зависит от трех его параметров: площади обкладок $S$, расстояния между ними $d$ и диэлектрической постоянной среды $\varepsilon$ между обкладками. Емкость плоского конденсатора в микофарадах определяется по формуле

$$C = 0{,}88\,\frac{\varepsilon S}{d}. \qquad (19\text{-}17)$$

В соответствии с числом параметров, определяющих емкость конденсатора, различают три типа емкостных датчиков: 1) с изменяющейся рабочей площадью (рис. 19-11, *а*); 2) с изменяющимся расстоянием между обкладками (рис. 19-11, *б*); 3) с изменяющейся диэлектрической проницаемостью (рис. 19-11, *в*, *г*). Широкое распространение получили так называемые дифференциальные емкостные датчики (рис. 19-10, *д*). Емкостные датчики могут иметь самую разнообразную конструкцию. Они используются для преобразования механических перемещений (линейных и угловых), геометрических размеров деталей (емкостные микрометры, толщиномеры), расстоянии между деталями и вибраций. Датчики с изменяющейся площадью диэлектрика широко используются

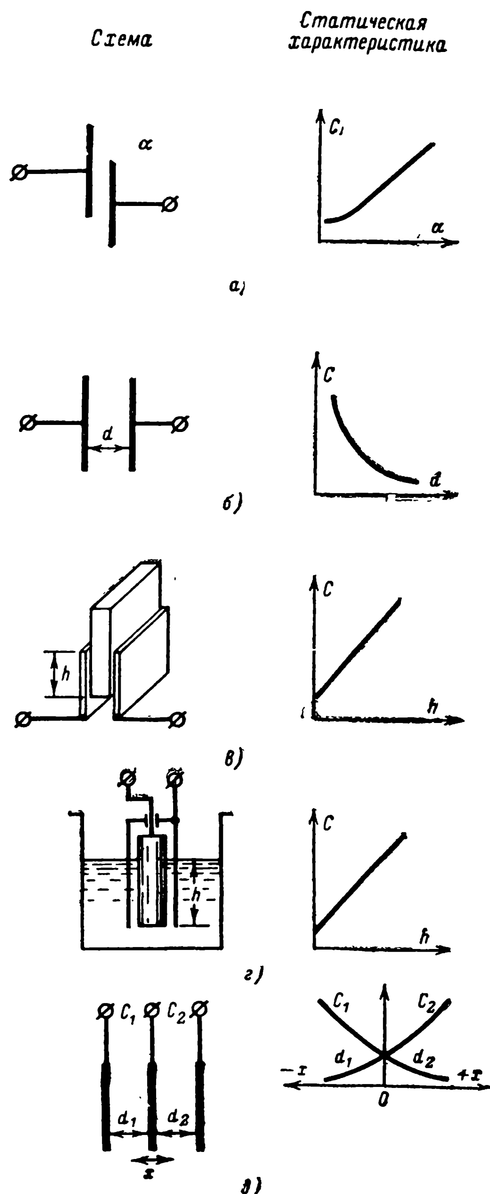



Рис. 19-11. Емкостные датчики.

*а* — с измечяющейся площадью обкладок; *б* — с изменяющимся расстоянием между обкладками; *в*, *г* — с изменяющейся площадью диэлектрика; *д* — дифференциальный датчик.

для измерения параметров и состава физических смесей, уровня жидкостей, давления и ряда других величин.

Емкостные датчики обладают высокой чувствительностью и просты по конструкции.

Погрешность емкостных датчиков определяется в основном влиянием температуры на геометрические размеры и диэлектрическую проницаемость диэлектрика, а также влажностью окружающей среды.

Для уменьшения температурных погрешностей емкостных датчиков их детали изготовляют из материалов с малым температурным коэффициентом расширения (инвар), а также применяют термокомпенсацию в измерительных схемах. Чтобы в датчики не попадали пыль, влага, масло и прочие посторонние вещества, их герметизируют.

Основными схемами включения емкостных датчиков являются мостовые и дифференциальные, а также схемы, построенные на использовании явления резонанса и метода биений. При расчете емкостных датчиков, предназначенных для точных измерений, необходимо учитывать электростатическую силу, возникающую при работе между его обкладками с разными потенциалами. Эта сила (в ньютонах) может быть определена из следующего выражения:

$$F_d = \frac{U^2}{2} \frac{C}{d}, \tag{19-18}$$

где $d$ — величина зазора, *см*;
$C$ — емкость конденсатора, *ф*;
$U$ — напряжение, приложенное к обкладкам конденсатора, *в*.

Выходная мощность емкостных датчиков ($P$), которую они могут отдать в измерительную цепь, зависит от частоты питающего напряжения

$$P = \frac{1}{2} U^2 \omega C,$$

где $U$ — напряжение источника питания, *в*;
$\omega$ — частота питающего напряжения, *гц*.

Если в качестве источника питания используется промышленная сеть (50 *гц*), то емкостный датчик может отдать очень небольшую мощность ($10^{-4}$ *ва*). При этом нужно использовать высокочувствительные измерительные цепи. С целью увеличения мощности емкостных датчиков их используют в высокочастотных цепях.

## 19-5. МАГНИТОУПРУГИЕ ДАТЧИКИ

При намагничивании ферромагнитных тел их геометрические размеры изменяются. Если же ферромагнитное тело подвергнуть упругой деформации, то магнитная проницаемость этого тела также изменится. Первое свойство называется магнитострикцией, а второе — магнитоупругим эффектом.

На магнитоупругом эффекте основано действие датчиков, представляющих собой обмотку с замкнутым магнитопроводом (рис. 19-12), подвергающимся упругой деформации под действием преобразуемой величины (усилия).

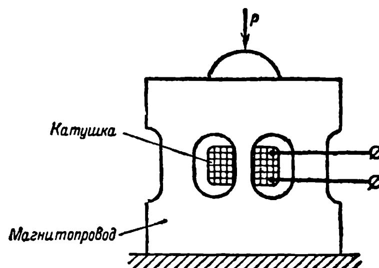



Рис. 19-12. Магнитоупругие датчики.

Известно, что магнитное сопротивление ($Z_м$) сердечника без зазора выражается следующей формулой:

$$Z_м = \sqrt{R_ж^2 + X_м^2},$$

а активное сопротивление

$$R_ж = \frac{l}{\mu S},$$

где $l$, $S$ — соответственно длина и сечение магнитопровода.

Если магнитопровод подвергается деформации, то активное сопротивление сердечника изменится в результате изменения проницаемости $\mu$ материала магнитопровода.

У магнитоупругих датчиков сердечники могут выполняться сплошными или же наборными из пластин для уменьшения потерь.

Конструктивно магнитоупругие датчики могут иметь различное выполнение в зависимости от назначения и условий применения. Применяются наклеиваемые магнитоупругие тензодатчики с сердечником из тонкого листового пермаллоя.

Питание датчиков этого типа осуществляется переменным током, обычно частотой 50 *гц*. Магнитоупругие тензодатчики с целью повышения их чувствительности питают токами повышенной частоты (до 10 *кгц*). В случае, если измеряются параметры быстроизменяющегося воздействия, датчик может питаться постоянным током. При этом выходное напряжение оказывается пропорциональным скорости изменения усилия, деформирующего сердечник.

Магнитоупругие свойства материалов, используемые в датчиках, оцениваются по относительной чувствительности ($K_{отн}$)

$$K_{отн} = \frac{\Delta\mu/\mu}{\sigma}, \tag{19-19}$$

где $\sigma$ — напряжение в сердечнике, вызванное измеряемым усилием.

Погрешности магнитоупругих датчиков определяются гистерезисом (0,5—1,5%) и нестабильностью температуры окружающей среды (1—1,5% на 10° С изменения температуры). Кроме того, погрешности в измерении могут появляться из-за колебаний намагничивающего тока, вызываемых нестабильностью источника питания.

Магнитоупругие датчики применяются при измерении больших усилий (веса вагонов, усилий между прокатными валами и т. п.) и деформаций в различных деталях.

## 19-6. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ДАТЧИКИ

Между величиной заряда конденсатора $q$, его емкостью и прилагаемым к обкладкам напряжением $U$ существует известная зависимость

$$q = CU.$$

Если изменять с течением времени емкость $C$, то для сохранения равенства в приведенном соотношении должен изменяться и заряд $q$. Величина зарядного (разрядного) тока при этом может быть определена из следующего выражения:

$$i = U \frac{dC}{dt}.$$

Величина отношения $dC/dt$ характеризует собой скорость изменения емкости конденсатора. Таким образом, зарядный ток оказывается пропорциональным скорости изменения емкости конденсатора. На этой особенности основано действие электрических датчиков. Схема такого датчика представлена на рис. 19-13, *а*.

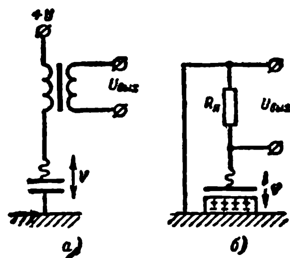


Рис. 19-13. Электростатические датчики.
*а* — схема обычного датчика; *б* — схема датчика с электретом.

В электростатических датчиках могут применяться особые виды диэлектриков — электреты, имеющие постоянную поляризацию. В качестве материалов для электретов используются: плексиглас, нейлон, люсиг и др. После специальной обработки эти материалы способны сохранять на своих поверхностях электрические заряды в течение многих лет, так же как постоянные магниты сохраняют намагниченность.

На рис. 19-13, *б* приведена схема электростатического датчика с электретом. Такой датчик не требует источников питания, и его можно поэтому отнести к группе генераторных датчиков.

Электростатические датчики могут применяться для измерения скорости вращения и параметров вибраций.

Погрешности этого вида датчиков зависят от стабильности питающих напряжений и температуры окружающей среды, которая будет влиять на емкость конденсатора и заряд электрета.

## 19-7. ГЕНЕРАТОРНЫЕ ДАТЧИКИ

### Индукционные датчики

В индукционных датчиках используется явление электромагнитной индукции, заключающееся в том, что во всяком контуре, в котором с течением времени меняется величина магнитного потока, наводится (индуктируется) электродвижущая сила.

Наведение э. д. с. происходит независимо от причины изменения интенсивности магнитного потока внутри контура. Так, например, может двигаться контур (виток или катушка из провода) в магнитном поле или же контур остается неподвижным, а вращается магнитное поле и, наконец, направление поля по отношению к контуру остается постоянным, а изменяется интенсивность магнитного потока.

Величина наводимой э. д. с. определяется известным соотношением

$$e = -w \frac{d\Phi}{dt},$$

где $e$ — мгновенное значение э. д. с.;
$w$ — число витков контура (катушки);
$\Phi$ — величина магнитного потока.

Приведенное соотношение указывает, что наводимая э. д. с. зависит не от абсолютного значения величины магнитного потока, а лишь от скорости его изменения ($d\Phi/dt$) внутри контура.

Индукционные датчики в связи с этим непосредственно применяются только для измерения скорости линейных и угловых перемещений (тахогенераторы). Особые конструкции тахогенераторов используются для измерения ускорений вращающихся валов.

По своей конструкции индукционные датчики могут быть самыми разнообразными. Однако все они могут быть разделены на три группы: датчики с катушкой, перемещаемой в постоянном по интенсивности магнитном поле, датчики с неподвижной катушкой и перемещаемым магнитным полем и, наконец, датчики с перемещаемым прерывателем потока (катушка и магнитное поле неподвижны), изменяющим интенсивность магнитного потока.

Для наиболее распространенных индукционных датчиков — тахогенераторов величина мгновенного значения э. д. с. на выходе датчика может быть определена из выражения

$$e = BlwV \cdot 10^{-8} \sin 2\pi pnt, \qquad (19\text{-}20)$$

где $B$ — магнитная индукция в воздушном зазоре магнитопровода, где перемещается проводник;
$l$ — длина витков;
$w$ — число витков;
$V$ — линейная скорость вращения проводника в магнитном поле;
$p$ — число пар полюсов;
$n$ — число оборотов ротора датчика.

Правую часть выражения (19-20) можно представить в виде двух сомножителей. Первый из них $E = BlwV \cdot 10^{-8}$ определяет амплитуду выходного напряжения как функцию скорости вращения $V$ проводника. Второй сомножитель $\sin 2\pi pnt$ свидетельствует о том, что выходное напряжение датчика меняется по синусоидальному закону с частотой $f = pn$.

В соответствии с приведенным выражением выходной величиной индукционных датчиков может быть амплитуда или частота выходного напряжения.

Чувствительность индукционных датчиков по амплитуде выходного напряжения определяется выражением

$$K_E = \frac{dE}{dV} = Blw \cdot 10^{-8}. \qquad (19\text{-}21)$$

Она может быть повышена путем увеличения магнитной индукции в зазоре магнитопровода и числа витков катушки. Подгонка чувствительности подобных датчиков производится с помощью магнитных шунтов, регулирующих величину магнитной индукции в зазоре магнитопровода.

Чувствительность индукционных датчиков по частоте выходного напряжения составляет:

$$K_f = \frac{\Delta f}{\Delta n} = p. \qquad (19\text{-}22)$$

Повышение чувствительности датчиков, выходной величиной которых является частота сигнала, достигается увеличением числа пар магнитных полюсов.

Для измерения скорости вращения или возвратно-поступательного движения применяются импульсные датчики, основанные на явлении электромагнитной индукции. Выходной величиной этого типа датчиков является частота следования импульсов. Такие датчики представляют собой постоянный магнит и сигнальную катушку, перемещаемые друг относительно друга (рис. 19-14, *а*). Смещаться может магнит относительно неподвижной катушки или же, наоборот, катушка относительно неподвижного магнита. В импульсном индукционном датчике катушка и постоянный магнит могут быть неподвижными, но тогда применяются подвижные прерыватели магнитного потока из ферромагнитных материалов (диск с отверстием, крыльчатка и пр.).

Для исследования вибраций различных видов применяются индукционные датчики с возбуждением и вибрационные датчики (рис. 19-14. *б*, *в*). Амплитуда выходных

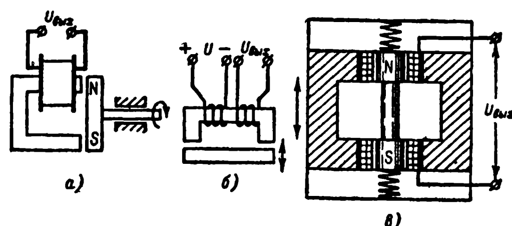



**Рис. 19-14. Индукционные датчики.**

*а* — импульсный датчик; *б* — датчик с возбуждением; *в* — вибрационный датчик.

сигналов таких датчиков пропорциональна скорости перемещения подвижных частей датчиков, а частота изменения сигнала равна частоте исследуемой вибрации.

Погрешности индукционных датчиков определяются: изменением интенсивности магнитного поля с течением времени (эта погрешность устраняется периодической регулировкой магнитных шунтов) и изменением сопротивления обмотки.

### Термоэлектрические датчики (термопары)

Принцип действия датчиков этого типа основан на явлении термоэлектрического эффекта. Сущность этого эффекта состоит в том, что если два разнородных проводника соединить и место соединения нагреть, то на свободных «холодных» концах этих проводников (рис. 19-15, *а*) появится э. д. с.

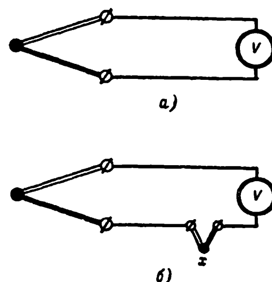



**Рис. 19-15. Схемы включения термопар.**

Величина этой э.д.с. зависит от материалов проводников и от разности температур соединенных ($t_1^\circ$) и свободных ($t_0^\circ$) концов. Два таких спаянных одними концами разнородных проводника называют термопарой.

Зависимость э. д. с. термопары от степени нагретости (температуры) соединенных ее концов при строго постоянной температуре свободных концов определяется путем градуировки. Если такая зависимость известна, то по измеренному значению э. д. с. термопары можно определить температуру ее соединенных концов, которые помещаются в исследуемую среду.

Для изготовления термопар могут применяться разнообразные материалы. Выбор их определяется в каждом конкретном случае следующими показателями: механической и химической устойчивостью при высоких температурах; хорошей электропроводностью; постоянством термоэлектрических свойств; однозначной зависимостью термо-э. д. с. от температуры; достаточной чувствительностью термопары.

Сравнение термочувствительности материалов производят по образующейся термо-э. д. с. в паре с платиной (принятой за эталон) при температуре свободных концов $t_0=0°$ С и соединенных концов при $t_1=100°$ С. Эти данные для некоторых материалов приведены в табл. 19-2.

Таблица 19-2

**Термо-э. д. с. некоторых материалов в паре с платиной при $t_1=100°$ С и $t_0=0°$ С**

| Материал | Термо-э. д. с., *мв* | Материал | Термо-э. д. с., *мв* |
|---|---|---|---|
| Платина | 0 | Медь | +0,75 |
| Кремний | +44,8 | Цинк | +0,7 |
| Теллур | +40 | Иридий | +0,65 |
| Сурьма | +4,86 | Родий | +0,64 |
| Хромель | +2,05 | Платинородий | +0,64 |
| Железо | +1,8 | Олово | +0,42 |
| Молибден | +1,31 | Алюмель | —1,15 |
| Вольфрам | +0,79 | Константан | —3,5 |
| | | Копель | —4 |

При конструировании термопар выбирают такие сочетания электродов, которые обеспечивают наибольшее значение термо-э. д. с. и лучше удовлетворяют требованиям, определяемым условиями работы. Некоторые из перечисленных в таблице материалов (иридий, родий и др.) при изготовлении термопар применяются в виде сплавов с платиной, что улучшает их механические и термоэлектрические свойства.

Для измерения высоких температур (температур расплавленных металлов) применяются термопары из жароупорных материалов: уголь — карбид кремния (до 1 800° С) или же вольфрам—молибден (до 2 100° С). Вольфрам-молибденовые термопары обладают чувствительностью 8 *мкв*/1° С. Высокие температуры измеряются также с помощью вольфрамо-иридиевых сплавов (до 2 100° С), имеющих высокую чувствительность 25 *мкв*/1° С.

Температуры до 1 800° С измеряются с помощью термопар из благородных металлов. Наибольшее применение среди них находят платино-платинородиевые термопары (до 1 600° С) с чувствительностью 9 *мкв*/1° С. Для измерения сравнительно низких температур — до 1 000° С используются термопары из неблагородных металлов.

Предельные температуры применения термопар зависят не только от свойств ее электродов, но и от конструкции приемной части датчика (армировки), длительности применения и свойств среды, в которой она работает.

Погрешность измерения температур с помощью термопар обусловливается в основном изменением температуры свободных концов термопары. От свободных концов термопары термо-э. д. с. подводится к электрическому измерительному прибору посредством соединительных проводов. Если материалы проводов и соединяемые с ними материалы электродов термопары разнородны, то в местах соединения также будет возникать термо-э. д. с., величина которой зависит от температуры среды, окружающей выводы. Термо-э.д.с., наведенная на свободных (холодных) концах термопары, будет алгебраически складываться с основной э. д. с., характеризующей измеряемую температуру, и тем самым вносить искажения в измерения.

Обычно термопары градуируются при температуре свободных концов, равной нулю. Если же термопара работает в условиях, когда температура свободных концов отлична от нуля, но остается все время постоянной, то появляющаяся постоянная погрешность может быть учтена дополнительной калибровкой.

В процессе работы температура головки термопары может изменяться. Возникающие при этом погрешности измерения не могут быть учтены при градуировке. В таких случаях к измерителю термопары придается график (таблица) поправок на измерение в зависимости от температуры головки (зажимов измерителя) или же применяются специальные схемы компенсации. Одна из таких схем приведена на рис. 19-15, *б*. Соединительные провода здесь из такого же материала, что и электроды термопары (второй электрод термопары). Спай $x$ является «холодным». Этот спай можно заключить в термостат или же погрузить на достаточную глубину в землю и тем самым обеспечить постоянство его температуры, устраняющее погрешность измерения. Уменьшение погрешности термопары за счет изменения температуры свободных концов можно получить, используя специальные термокомпенсирующие мостовые схемы или же применяя устройства, автоматически поддерживающие постоянство температуры спая $x$.

Инерционность термопар определяется их конструкцией, условиями теплообмена с окружающей средой и свойствами этой среды. Постоянные времени промышленных термопар в зависимости от конструкции могут быть от единиц до нескольких сотен секунд. Большая инерционность термопар

не позволяет использовать их для исследования быстроизменяющихся процессов. Для увеличения чувствительности датчика температуры в нем используется не одна, а несколько включенных электрически последовательно термопар.

### Пьезоэлектрические датчики

Некоторые диэлектрики под действием механических напряжений или деформаций способны наэлектризовываться. При снятии механических усилий или деформаций диэлектрик снова восстанавливает свое нормальное состояние. Такие диэлектрики называются пьезоэлектриками, а сам эффект образования электрических зарядов в диэлектриках при механической деформации последних называется **пьезоэффектом**.

Наиболее существенно пьезоэффект проявляется у кристаллов турмалина, кварца и сегнетовой соли. В последнее время получили распространение пьезоэлементы из поляризованной керамики титаната бария. Наиболее широко в качестве пьезоэлементов используются пластинки, вырезанные определенным образом из кристаллов кварца и изготовленные из керамики титаната бария.

Пластинка может быть вырезана из кристалла таким образом, что при ее деформации образующаяся разность потенциалов пропорциональна величине упругих напряжений и не зависит от площади пластинки.

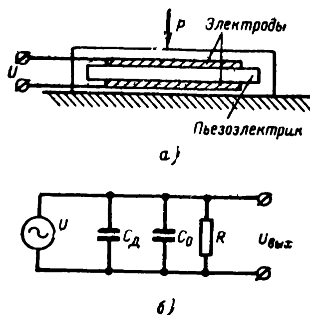



Рис. 19-16. Пьезоэлектрический датчик.

*а* — конструктивная схема; *б* — эквивалентная схема.

Конструктивная схема пьезоэлектрического датчика приведена на рис. 19-16, *а*.

На рис. 19-16, *б* приведена эквивалентная схема пьезоэлектрического датчика, где $R$ — результирующее сопротивление утечки (образуется из поверхностного и объемного сопротивлений пьезоэлемента датчика, сопротивления изоляции и входного сопротивления измерительной схемы) и $C$ — суммарная емкость датчика ($C=C_д+C_0$). Через сопротивление $R$ часть зарядов, образуемых на поверхности пьезоэлемента при его деформации, стекает.

Величина разности потенциалов, образующаяся между металлическими электродами, сжимающими пластинку, определяется выражением

$$U=\delta_e\frac{P}{C_д+C_0}, \qquad (19\text{-}23)$$

где $\delta_e$ — пьезомодуль, *к/кг*; ($\delta_e=2{,}1\cdot10^{-11}$, $\varepsilon=4{,}5$ для кварца; $\delta_e=300\cdot10^{-11}$, $\varepsilon=200$ для керамики титаната бария; $\delta_e=107\cdot10^{-11}$, $\varepsilon=1\,300$ для сегнетовой соли);

$P$ — усилие;

$C_д$ — емкость конденсатора, образуемого электродом и пластинкой;

$C_0$ — входная емкость измерительной схемы.

Чувствительность датчика характеризуется величиной

$$K=\frac{\delta_e}{C_д+C_0}. \qquad (19\text{-}24)$$

Она может быть повышена путем уменьшения емкости измерительной схемы.

Пьезоэлектрическим датчикам свойственны амплитудная, частотная и фазовая погрешности.

Амплитудная погрешность вызывается утечкой зарядов через сопротивление утечки $R$.

Частотной погрешностью пьезоэлектрического датчика можно практически пренебречь, если выполняется следующее неравенство.

$$\omega^2R^2C^2\gg1. \qquad (19\text{-}25)$$

Это неравенство может выполняться в двух случаях:

при сравнительно небольшой постоянной времени $RC$ датчика, но при высокой частоте изменения $\omega$ исследуемого процесса;

при исследовании низкочастотного процесса датчиком с большой постоянной времени $RC$.

Таким образом, пьезодатчики могут успешно использоваться при исследовании сравнительно высокочастотных процессов без особых ограничений по их постоянной времени $RC$.

Однако во всех случаях частота исследуемого процесса должна быть всегда значительно меньше собственной частоты механических колебаний кварцевой пластинки.

При использовании датчика для исследования низкочастотных процессов надо позаботиться о том, чтобы его постоянная времени $RC$ с целью уменьшения частотной погрешности измерения была значительно больше периода изменения измеряемой величины.

Постоянную времени датчика предпочтительнее повышать, улучшая изоляцию пластин, герметизировать пьезоэлемент и т. п. Это увеличит сопротивление утечки $R$. Постоянную времени датчика можно повысить

также, увеличивая входную емкости измерительной схемы, но при этом уменьшится чувствительность датчика.

Фазовая погрешность возникает из-за того, что выходной сигнал пьезодатчика оказывается сдвинутым во времени (по фазе) относительно исследуемого воздействия. Величина этого сдвига определяется выражением

$$\varphi = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg} \omega CR,$$

где $\varphi$ — сдвиг фаз между выходным напряжением датчика и входным преобразуемым воздействием (деформацией пьезоэлемента).

Фазовые искажения выходного сигнала датчика уменьшаются с увеличением $\omega$, $C$ и $R$.

В целях уменьшения погрешностей выходное напряжение пьезодатчиков должно измеряться с помощью электронных вольтметров, имеющих большое входное сопротивление.

## 19-8. ЛАМПОВЫЕ ДАТЧИКИ (МЕХАТРОНЫ)

Действие ламповых датчиков основано на зависимости анодного тока электронной или ионной лампы от геометрических размеров и взаимного положения ее электродов.

Ламповый датчик представляет собой электронную лампу, отдельные электроды

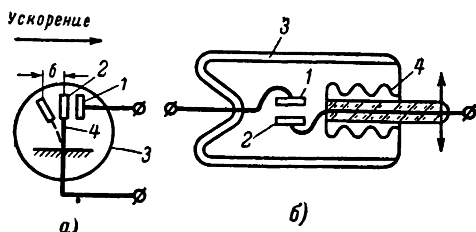



**Рис 19-17. Ламповые датчики.**

*а* — внутреннего управления; *б* — внешнего управления.

которой могут смещаться один относительно другого под воздействием измеряемого внешнего воздействия.

Перемещение подвижного электрода лампы датчика может производиться как непосредственно под воздействием измеряемого усилия, например ускорения (ламповые датчики внутреннего управления), так и через эластичную часть баллона (ламповые датчики внешнего управления).

На рис. 19-17, *а* приведена схема лампового датчика внутреннего управления для измерения ускорений. Под действием ускорения датчик перемещается. Один из электродов датчика, укрепленный на упругом элементе, при действии ускорения за счет инерции отходит от другого, жестко укрепленного электрода. Ток через лампу в этом случае изменится в соответствии с действующим ускорением.

На рис. 19-17, *б* показана схема устройства лампового датчика с внешним управлением, который может использоваться для измерений геометрических размеров и различного рода перемещений.

Наиболее чувствительными датчики этого типа получаются при выполнении их на базе триода с перемещаемой сеткой. Чувствительность таких датчиков достигает 20—30 *кв/см*.

Высокая чувствительность ламповых датчиков позволяет использовать их для измерения малых геометрических размеров и перемещений. Область допустимых перемещений электродов в ламповых датчиках может быть от единиц микронов до нескольких миллиметров. К недостаткам датчиков относится сравнительная сложность их конструкции и то, что для них требуются высокостабильные источники питания.

## 19-9. РАДИАЦИОННЫЕ ДАТЧИКИ

Радиационные датчики основаны на использовании воздействия входной измеряемой величины на интенсивность проникающего излучения ($\alpha$-, $\beta$-, $\gamma$-лучей и потока нейтронов).

Основными элементами радиационного датчика являются источник и приемник проникающего излучения. Простейшая схема датчика этого вида представлена на рис. 19-18. Работает он следующим образом.

Поток проникающего излучения, испускаемый источником, пронизывает испытываемый объект и попадает в приемник. Чем больше поглощение излучения в объекте, тем меньшая часть потока излучения попадет в приемник, тем меньше, следовательно, будет показание выходного прибора приемника. Величина поглощения проникающего излучения зависит от толщины объекта,

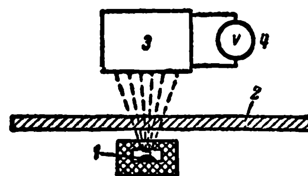



**Рис. 19-18. Радиационный датчик.**

*1* — источник ядерного излучения. *2* — исследуемый материал; *3* — приемник излучения; *4* — индикатор.

плотности и однородности его материала. Если два из указанных параметров остаются постоянными, то по показанию выходного прибора приемника можно судить о величине третьего параметра.

В качестве источников излучения применяются искусственные радиоактивные вещества. Данные некоторых наиболее употребляемых изотопов приведены в табл 19-3.

Таблица 19-3

**Данные некоторых реактивных изотопов**

| Элементы | Период полураспада, лет | Характер излучения | Энергия излучения, *Мэв* | |
|---|---|---|---|---|
| | | | Энергия частиц | Энергия кванта (γ) |
| Бериллий | 2,7 $10^6$ | β— | 0,555 | — |
| Углерод | 5720 | β— | 0,155 | — |
| Натрий | 2,6 | β+,γ | 0,542 | 1,277 |
| Кобальт | 5,3 | β—,γ | 0,3 | 1,2 |
| Стронций | 20 | β— | 0,54 | — |
| Цезий | 33 | β—,γ | 0,523 | 0,66 |
| Европий | 15 | β—,γ | 0,75 | 1,116 |
| Талий | 2,7 | β— | 0,76 | — |
| Полоний | 0,4 | α,γ | 5,928 | 0,8 |

Источниками альфа-излучения являются обычно элементы, находящиеся в конце таблицы Менделеева. Альфа-излучение представляет собой поток летящих с большой скоростью ядер гелия (альфа-частиц), образующихся в результате радиоактивного распада ядер источника излучения.

Всякое проникающее излучение характеризуется энергией, которой обладают частицы потока этого излучения. Чем больше энергия частиц, тем больше проникающим оказывается такое излучение. Энергия излучений, применяемых в устройствах измерения неэлектрических величин, обычно составляет миллионы или тысячи электронвольт (мегаэлектронвольт или килоэлектронвольт). Так, например, при альфа-излучении энергия частиц может доходить до 5,3 *Мэв*. Пробеги альфа-частиц в воздухе $l_в$ и исследуемом материале $l_м$ могут быть определены из соотношений:

$$l_в = 0,138E^{3/2};$$

$$l_м = l_в \frac{\rho_в}{\rho_м} \sqrt{\frac{Z_м}{Z_в}},$$

где $E$ — начальная энергия частиц, *Мэв*;
$\rho_в$, $\rho_м$ — плотность воздуха и материала;
$Z_в$, $Z_м$ — средние атомные числа воздуха и материала.

Длина пробега α-частиц в воздухе составляет несколько сантиметров, а в твердом материале — несколько микрон. Поэтому альфа-излучение применяется при анализе параметров газовой среды (газовом анализе): давления, расхода, плотности и т. п.

Бета-излучение образуется при превращении нейтронов ядер в протоны. При этом выделяются электроны (бета-частицы) и легкие нейтральные частицы — нейтрино. Таким образом, бета-излучение представляет собой поток электронов с непрерывным энергетическим спектром, начиная от весьма малой до некоторой максимальной энергии, характерной для данного изотопа.

Зависимость между поглощением бета-излучения и параметрами поглотителя определяется следующим выражением:

$$J = J_0 e^{-\mu_м \rho d}, \qquad (19\text{-}26)$$

где $J_0$, $J$ — интенсивность потока излучения, падающего на поглотитель и на выходе его;
$\mu_м$ — массовый коэффициент поглощения, *см²/г*;
$\rho$ — плотность поглотителя, *г/см³*;
$d$ — толщина поглотителя *см*.

Бета-частицы пробегают в газах несколько метров, а в жидких и твердых телах — несколько миллиметров.

Бета-излучение в основном используется в устройствах для измерения толщины, плотности или веса материалов. Гамма-излучение представляет собой поток электромагнитных импульсов (гамма-квантов). Образуется это излучение в результате сложных радиоактивных превращений.

Гамма-излучение в отличие от альфа- и бета-излучений сравнительно слабо поглощается веществом и может проникать в твердые тела на глубину до нескольких десятков сантиметров. Поэтому гамма-излучение используется в тех устройствах, где требуется прохождение излучения через сравнительно толстые поглотители.

В радиационном датчике излучение, прошедшее через исследуемый поглотитель, поступает в приемник. Приемники излучения преобразуют энергию поступившего ядерного излучения в электрические сигналы. В качестве приемников проникающего излучения используются: ионизационные камеры, пропорциональные счетчики, счетчики Гейгера — Мюллера, сцинтилляционные счетчики, кристаллические счетчики.

В первых трех видах приемников энергия ядерного излучения непосредственно преобразуется в электрическую. В сцинтилляционных счетчиках используется явление люминесценции кристаллов некоторых веществ под воздействием альфа-, бета- и гамма-излучений. Возникающий при этом световой поток измеряется с помощью фотоэлемента (фотоэлектронного умножителя).

Действие кристаллических счетчиков основано на явлении возникновения проводимости в кристаллах некоторых веществ при их облучении жесткими лучами (γ-лучами). В качестве примера на рис. 19-19 приведена схема распространенного приемника проникающего излучения — ионизационной камеры. Камера представляет собой сосуд, заполненный газом. Внутри камеры помещается изолированный электрод. Корпус камеры служит вторым электродом. К обоим электродам прикладывается напряжение. Под действием проникающего излучения газовая среда в камере ионизируется, в результате по электрической цепи потечет ионизационный ток. Величина его будет зависеть от степени ионизации газовой среды,

т. е. от интенсивности излучения, попадающего в камеру.

Интенсивность излучения радиоактивного вещества не зависит от температуры, давления и других внешних факторов окружающей среды. Само излучение не вызывает изменений в исследуемом материале и способно проникать на большую глубину. Эти особенности радиационных датчиков

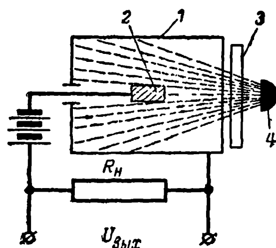



**Рис. 19-19. Радиационный датчик с ионизационной камерой.**

1 — ионизационная камера; 2 — электрод; 3 — исследуемый материал, 4 — радиоактивный источник излучения; $R_н$ — нагрузочное сопротивление.

позволяют использовать их в условиях высоких температур и давлений.

Радиационные датчики широко используются для автоматических систем измерения и контроля геометрических размеров и плотности тел, перемещений, температуры газовых сред и других измерений.

## 19-10. ДАТЧИКИ, ОСНОВАННЫЕ НА ЭФФЕКТЕ ХОЛЛА

Сущность эффекта (явления) Холла сводится к следующему. Если сравнительно тонкую металлическую или полупроводниковую пластинку (рис. 19-20, *а*) поместить в магнитное поле, так чтобы магнитные силовые линии были направлены параллельно оси *Z*, и пропустить по ней ток в направлении оси *X*, то между гранями пластинки, перпендикулярными оси *Y*, образуется э. д. с. Холла. Величина этой э. д. с. определяется следующим соотношением:

$$E_X = R\frac{IH}{d}, \qquad (19\text{-}27)$$

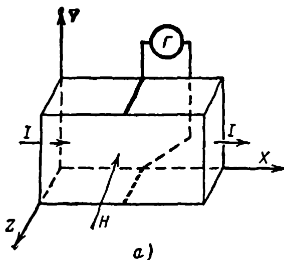
где $R$ — постоянная (коэффициент) Холла;
$I$ — ток, протекающий через пластинку в направлении оси $X$;
$H$ — напряженность магнитного поля;
$d$ — толщина пластинки (в направлении оси $Z$).

Образование э. д. с. Холла объясняется следующим. Известно, что на электрический заряд, движущийся в магнитном поле, действует сила $F$

$$F = evH \sin\varphi,$$

где $e$ — величина электрического заряда;
$v$ — скорость движения заряда;
$H$ — напряженность магнитного поля;
$\varphi$ — угол между направлением движения заряда и направлением магнитного поля.

Под действием силы $F$ электрические заряды получают дополнительное вращательное движение, за счет чего траектория их



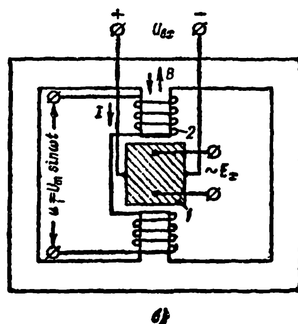




**Рис. 19-20. Датчик, основанный на эффекте Холла.**

*а* — схема действия; *б* — преобразователь.

движения становится криволинейной. Отдельные заряды попадают при этом на грани пластинки, перпендикулярные оси *Y*, заряжая одну из них положительно, а другую отрицательно. В результате между этими гранями образуется э. д. с. Холла. Величина постоянной Холла определяется из следующего выражения:

$$R = A\frac{1}{ne},$$

где $n$ — концентрация свободных электронов (носителей зарядов) в единице объема;
$A$ — коэффициент, зависящий от интенсивности рассеяния носителей зарядов в кристаллической решетке тела испытываемой пластинки (для металлов $A = 1{,}0$; для полупроводников с ионной решеткой $A = 1{,}11$; для полупроводников с атомной решеткой $A = 1{,}18$; для полупроводников с примесями значение $A$ доходит до 1,93),

Для каждого образца полупроводника постоянная Холла определяется экспериментально по величине э. д. с. Холла.

Так как концентрация носителей $n$ зарядов в полупроводнике существенно зависит от температуры, то и значение постоянной Холла также изменяется с изменением температуры. Поэтому часто постоянную Холла называют коэффициентом Холла.

На явлении Холла основаны датчики, с помощью которых измеряются такие важные параметры полупроводников, как концентрация носителей зарядов (тока) и их подвижность. Для этого на пластинку надевают держатель с четырьмя пружинящими электродами. Два из этих электродов являются токовыми. Посредством их пропускается ток вдоль пластинки. Два других электрода — холловские. Они прижимаются к исследуемой пластинке посредине с одной и другой стороны менее широких ее поверхностей. Держатель вместе с исследуемой пластинкой (образцом) вносится в однородное магнитное поле (пространство между полюсными наконечниками включенного электромагнита), и через образец пропускается ток. Напряжение, снимаемое с холловских электродов, $E_X$ измеряется компенсационным методом.

Постоянная Холла определяется расчетом из следующего соотношения:

$$R = \frac{E_X d}{IH}.$$

По известной $R$ определяется концентрация носителей тока в исследуемом образце из выражения

$$n = \frac{A}{Re}.$$

Если известна электропроводность образца $\sigma$, то можно рассчитать подвижность носителей зарядов $u$

$$u = \frac{\sigma R}{A}.$$

Явление Холла используется в преобразователях сигналов постоянного тока в сигналы переменного тока (рис. 19-20, *б*). Такие преобразователи имеют высокое входное сопротивление. Входной сигнал $U_{вх}$ создает ток $I$ в полупроводниковой (германиевой) пластинке *1*, помещаемой в переменное магнитное поле, создаваемое катушкой *2*. С соответствующих граней пластинки снимается синусоидальная э. д. с. Холла.

## 19-11. КОМБИНИРОВАННЫЕ ДАТЧИКИ

Комбинированный датчик представляет собой устройство, в котором измеряемая неэлектрическая величина превращается в электрическую путем многократного преобразования. Такие датчики используются в тех случаях, когда измеряемая неэлектрическая величина из-за своих особенностей не может быть превращена в электрическую однократным преобразованием.

В подавляющем большинстве случаев в электрических измерителях неэлектрических величин используются комбинированные датчики только с двойным преобразованием.

Датчик, осуществляющий первое преобразование, часто называют чувствительным или воспринимающим элементом комбинированного датчика. Как правило, воспринимающий элемент осуществляет предварительное преобразование измеряемой величины в другой вид величины с тем, чтобы последнюю можно было проще и удобнее преобразовать с помощью известных (лучше простейших) датчиков в электрическую величину. Так, например, не существует простейших датчиков, с помощью которых линейное ускорение, давление в газовой среде, сравнительно малые угловые скорости и другие величины могут преобразовываться непосредственно в электрические сигналы. Для этого необходимо предварительно ускорение и давление в газовой среде преобразовать, например, в линейное перемещение, а угловую скорость — в угловое перемещение. Для преобразования линейного и углового перемещения в электрические сигналы используются многие из рассмотренных датчиков.

### Комбинированный пружинный датчик

Воспринимающим элементом датчиков этого типа служат различные пружины. Они преобразуют измеряемое входное усилие в линейное или угловое (при спиральной пружине) перемещение, которое затем

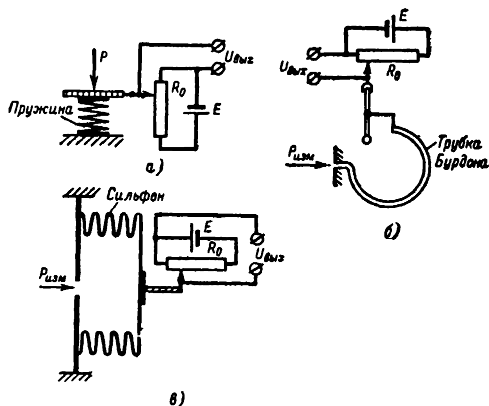



Рис. 19-21. Комбинированные датчики давления.
*а* — электрифицированный динамометр; *б* — датчик давления с трубкой Бурдона; *в* — датчик давления с сильфоном.

с помощью потенциометрического или иного датчика превращается в электрический сигнал.

На рис. 19-21, *а* представлена простейшая схема динамометра. Воспринимающим

элементом его служит цилиндрическая пружина, работающая на сжатие. Второе преобразование производится потенциометрическим датчиком. Перемещение конца пружины $x$ под действием усилия $P$ определяется соотношением

$$x = \frac{1}{\eta} P,$$

где $\eta$ — жесткость пружины.

Чувствительность пружины как воспринимающего элемента комбинированного датчика:

$$K_{пр} = \frac{\Delta x}{\Delta P} = \frac{1}{\eta}.$$

Чувствительность пружинного комбинированного датчика составит

$$K = K_{пр} K_{п\,д} = \frac{E}{\eta \alpha_{макс}}, \quad (19\text{-}28)$$

где $K_{п.д.}$ — чувствительность потенциометрического датчика; $\alpha$ — максимальное перемещение

Погрешности датчика определяются изменениями жесткости пружины и напряжения источника питания потенциометра. Датчики этого вида удобны при измерении веса различных тел.

### Комбинированные датчики давления

Для измерения давления газов и жидкостей применяются комбинированные датчики с двойным преобразованием. Воспринимающими элементами таких датчиков служат упругие элементы в виде трубок Бурдона (рис. 19-21, *б*) или же в виде гофрированных коробок — сильфонов (рис. 19-21, *в*). С помощью указанных элементов измеряемое давление преобразуется в перемещение. Вторичное преобразование осуществляется обычно потенциометрическим датчиком.

Трубка Бурдона представляет собой тонкую полую трубку эллиптического, овального или какого-нибудь другого вытянутого сечения, изогнутую по окружности и запаянную на одном конце. Запаянный конец трубки связывается с подвижным контактом потенциометра.

С увеличением давления внутри трубки она стремится выпрямиться, при этом ее запаянный конец вместе с подвижным контактом потенциометра перемещается. Величина этого перемещения может быть найдена из выражения

$$x = \xi_{тр} \rho P,$$

где $\xi_{тр}$ — коэффициент, характеризующий упругость трубки Бурдона; его величина определяется материалом, размерами и конфигурацией (формой сечения) трубки;
$\rho$ — средний радиус трубки;
$P$ — воздействующее давление (газа или жидкости).

Чувствительность трубки Бурдона определяется из соотношения

$$K_{тр} = \frac{dx}{dP} = \xi_{гр} \rho.$$

Чувствительность комбинированного датчика, состоящего из трубки Бурдона и потенциометрического датчика,

$$K = K_{тр} K_{п\,д} = \xi_{тр} \rho \frac{E}{\alpha_{макс}}. \quad (19\text{-}29)$$

Гофрированная коробка, или сильфон, представляет собой тонкостенный металлический сосуд цилиндрической формы со складчатой (волнообразной) поверхностью. Гофрированная коробка, изготовленная из упругого материала, способна под действием сравнительно небольшого осевого усилия или же разности давлений между внутренней областью (для этого случая изолированной от внешней среды) и окружающей средой давать заметное упругое удлинение или сжатие в зависимости от направления результирующего усилия.

Величина удлинения (сжатия) сильфона $x$ пропорциональна действующему усилию $P$

$$x = \xi_c P,$$

где $\xi_c$ — коэффициент, характеризующий упругость сильфона; его величина зависит от материала, из которого изготовлен сильфон, и конструкции. Чувствительность сильфона численно равна коэффициенту его упругости ($\xi_c$).

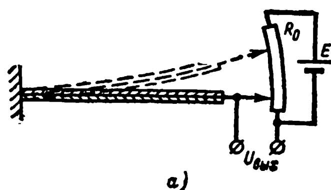
Датчики с трубкой Бурдона используются, как правило, для измерения сравнительно высоких давлений, а сильфонные датчики — для более точных измерений небольших давлений.

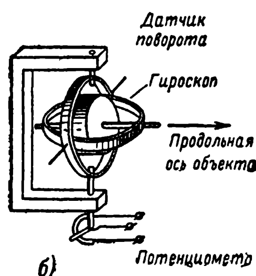
### Биметаллический датчик

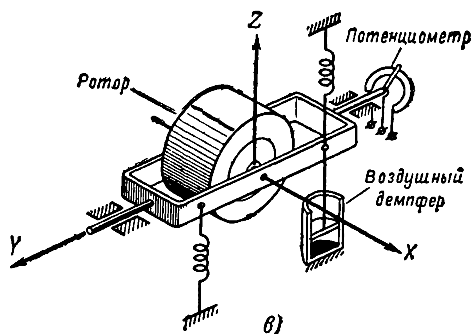
Воспринимающим элементом в этом датчике служит биметаллическая пружина, спаянная из двух плоских пластинок. Одна из этих пластинок изготавливается из металла с большим температурным коэффициентом линейного расширения и называется термоактивной пластинкой. Обычно для изготовления термоактивных пластинок используется немагнитная сталь (25% Ni и 75% Fe) с температурным коэффициентом линейного расширения, равным $18 \cdot 10^{-6}$ 1/°C. Другая пластинка делается из материала со значительно более низким температурным коэффициентом линейного расширения, например из инвара ($2 \cdot 10^{-6}$ 1/°C). Вторая пластинка называется термоинертной

При изменении температуры окружающей среды биметаллическая пружина начинает изгибаться под действием разности напряжений, развивающихся в двух спаянных пластинках. Если один конец пружины закрепить, а ее свободный конец связать с подвижным контактом потенциометра (рис. 19-22, *а*) или же с другим датчиком,

то с выхода потенциометра можно снять электрическую величину, соответствующую изменению температуры окружающей среды. Весьма часто перемещение свободного конца биметаллического элемента используется для замыкания контактов, когда температура окружающей среды достигает определенной величины.



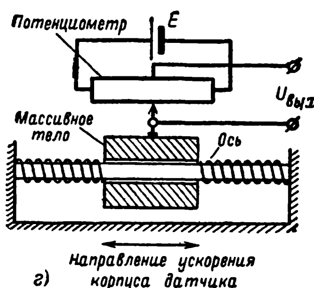




Рис. 19-22. Комбинированные датчики.

*а* — биметаллический; *б* — гироскопический для измерения углов, *в* — гироскопический для измерения угловой скорости, *г* — акселерометр.

Угол закручивания биметаллической пластины ($\varphi_{б.п}$) определяется из следующего выражения:

$$\varphi_{б.п} = \frac{1,5L_{б.п}(\alpha_1 - \alpha_2)(\theta_{макс} - \theta_{мин})}{\delta},$$

где $L_{б.п}$ — длина биметаллической пластинки;

$\alpha_1$ — температурный коэффициент линейного расширения термоактивной пластинки;

$\alpha_2$ — температурный коэффициент линейного расширения термоинертной пластинки;

$\theta_{макс}-\theta_{мин}$ — диапазон изменения температур;

$\delta$ — толщина биметаллической пружины.

Биметаллические датчики широко применяются для измерения температур и в качестве элементов устройств регулирования температурных режимов различных объектов.

### Гироскопический датчик

В качестве воспринимающего элемента этого типа датчика служит гироскоп. Гироскоп представляет собой механическое устройство, состоящее из быстро вращающегося ротора и колец карданного подвеса. Карданный подвес дает возможность ротору свободно вращаться относительно двух других осей.

Быстровращающийся ротор обладает большой инерцией и оказывает противодействие попыткам изменить положение оси вращения Гироскопическая инерция является одним из основных свойств гироскопа. Она тем выше, чем больше масса ротора, чем дальше масса ротора удалена от оси вращения и чем больше скорость вращения ротора.

Свойство гироскопической инерции (устойчивости) широко используется в системах стабилизации и управления движением кораблей, самолетов, ракет и других движущихся объектов. Гироскоп используется также в качестве чувствительного элемента комбинированных датчиков, посредством которых измеряются углы поворота движущегося объекта относительно трех его осей.

На рис. 19-22, *б* представлена схема комбинированного гироскопического датчика угла поворота движущегося объекта. На корпусе гироскопа укрепляется потенциометр, подвижный контакт которого связывается с внешней рамкой карданного подвеса гироскопа. Если датчик укрепить на корпусе объекта с учетом положения его продольной оси так, как это показано на рис. 19-22, *б*, то при изменении курса объекта (положения продольной оси неподвижного объекта) на выходе потенциометра появится напряжение, пропорциональное углу отклонения продольной оси.

С помощью гироскопа может быть измерена скорость поворота движущегося

объекта около любой из трех его осей. Гироскоп в этом случае имеет в карданном подвесе не два кольца, а только одно (рис. 19-20, *в*). Иначе говоря, гироскоп, реагирующий на угловую скорость, имеет только две степени свободы, а не три, как гироскоп, измеряющий величину углов поворота осей объекта.

Пусть ось собственного вращения гироскопа совпадает с осью *ох*. Если вращать корпус гироскопа вокруг оси *oz*, то возникает момент гироскопической реакции, под действием которого начинается прецессия (вращение) вокруг оси *oy*. Этой прецессии противодействуют центрирующие пружины. Момент, создаваемый пружинами, пропорционален углу поворота рамки гироскопа. При такой конструкции гироскопа, соответствующем выборе жесткости центрирующих пружин и подборе степени демпфирования (затухание критическое) можно считать, что угол поворота рамки гироскопа пропорционален скорости вращения корпуса гироскопа вокруг оси *oz*. На корпус двухстепенного гироскопа, предназначенного для измерения угловой скорости, прикрепляется потенциометрический датчик, подвижный контакт которого связан с осью рамки гироскопа. При развороте корпуса гироскопа на выходе потенциометра появится напряжение, пропорциональное скорости разворота.

В гироскопическом датчике для измерения угловой скорости в результате взаимодействия упругой силы пружины и инерционной силы гироскопа при переходе рамки из одного положения в другое могут возникнуть автоколебания. Для их гашения применяются воздушные или жидкостные демпфирующие устройства.

### Датчики ускорений (акселерометры)

С помощью акселерометра линейное ускорение преобразуется в электрическое напряжение.

Воспринимающим элементом акселерометра (рис. 19-22, *г*) является инерционное тело, свободно насаженное на ось. Движение тела вдоль оси ограничивается пружинами.

При действии линейного ускорения вдоль оси массивное тело за счет инерции смещается относительно корпуса датчика в сторону, обратную направлению ускорения. Ускорение, таким образом, преобразуется в линейное перемещение. При смещении массивного тела с ним вместе перемещается и движок потенциометра. На выходе потенциометра образуется напряжение, величина и полярность которого соответствуют величине и направлению ускорения.

Величина инерционной силы, действующей на пружины при наличии ускорения, может быть найдена из известного выражения

$$F_{\text{ин}} = am = \frac{a}{g} P,$$

где $a$ — действующее ускорение;

$m(P)$ — масса (вес) подвижной части акселерометра;

$g$ — ускорение ($g = 9{,}8$ *м/сек²*).

Под действием инерционной силы пружины акселерометра будут деформироваться (одна сжиматься, другая растягиваться). Величина смещения массивного тела при этом составит:

$$x = \frac{1}{\eta} F_{\text{ин}} = \frac{P}{\eta g} a,$$

где $\eta$ — результирующая жесткость двух пружин.

Последнее выражение представляет собой статическую характеристику воспринимающего элемента акселерометра, справедливую для установившегося процесса при $a = \text{const}$.

Величина выходного напряжения акселерометра, характеризующая измеряемое ускорение, определится из выражения

$$U_{\text{вых}} = x \frac{E}{a_{\text{макс}}} = \frac{P}{\eta g} \frac{E}{a_{\text{макс}}} a.$$

Чувствительность акселерометра

$$K_{\text{акс}} = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta a} = \frac{PE}{\eta g a_{\text{макс}}}. \qquad (19\text{-}30)$$

При изменении величины ускорения в воспринимающем элементе акселерометра происходит переходный процесс, во время которого нарушается пропорциональность связи между действующим на входе ускорением и выходным смещением инерционной массы.

Зависимость выходной величины от входной в динамическом режиме находится из решения дифференциального уравнения, составленного для механической колебательной системы, которую представляет собой воспринимающий элемент акселерометра.

Для улучшения динамических характеристик акселерометра и, в частности, для устранения автоколебаний, которые могут возникнуть в его воспринимающем элементе в результате взаимодействия сил упругости и сил инерции, применяются воздушные или жидкостные (масляные) демпферы.

Акселерометры широко используются в так называемых инерциальных системах для измерения скорости и пройденного пути движущихся объектов. В таких системах акселерометр устанавливается на движущемся объекте так, чтобы его ось, по которой смещается массивное тело, была расположена в направлении движения (продольного, поперечного), параметры которого измеряются.

Известно, что между ускорениями, скоростями и смещениями движущихся тел существует определенная зависимость, заключающаяся в том, что скорость есть интеграл от ускорения, а пройденный путь, характеризующий координаты объекта, есть интеграл от скорости.

Поэтому скорость движения объекта в некотором направлении может быть опреде-

лена интегрированием выходного напряжения акселерометра, установленного указанным выше образом по отношению к направлению движения,

$$V_{об} = \int_0^t a\,dt = \int_0^t \frac{U_{вых}}{K_{акс}}\,dt = $$

$$= \frac{1}{K_{акс}} \int_0^t U_{вых}\,dt.$$

С помощью вторичного интегрирования может быть определен путь, пройденный объектом за некоторое время $t$ (время интегрирования),

$$l = \int_0^t V_{об}\,dt = \frac{1}{K_{акс}} \int_0^t \int_0^t U_{вых}\,dt\,dt.$$

Если на движущемся объекте установить два акселерометра, оси которых будут совпадать одна с продольным, а другая с поперечным направлением движения, то с помощью такой системы при двойном интегрировании выходных напряжений акселерометров могут измеряться координаты движущихся объектов.

### Датчики расхода жидкостей и газов

Расход жидкостей или газов измеряется их количеством, выражаемым объемом или весом, израсходованным в единицу времени.

Расходомеры строятся на использовании следующих физических явлений:

1. При протекании жидкости или газа через сужающееся устройство с двух сторон этого устройства образуется перепад давлений, определяемый весовым расходом.

2. Если среда движется по криволинейному каналу, то в точках с равной кривизной за счет центробежных сил образуется перепад давлений, пропорциональный весу и квадрату скорости движения среды.

3. При торможении движущегося потока возникает избыточное давление, пропорциональное квадрату скорости невозмущенного движения потока.

4. Если нагретое тело поместить в поток жидкости или газа, то теплоотдача тела будет зависить от скорости движения потока.

5. При протекании жидкости через пористую перегородку или сужающееся устройство возникает разность электрических потенциалов, пропорциональная расходу.

На рис. 19-23 приведена схема расходомера, основанного на измерении перепада давления на сужающемся устройстве, установленном на пути движущейся среды. Простейшим сужающимся устройством является диафрагма, которая встраивается в трубопровод. Перед диафрагмой со стороны набегающего потока образуется давление $p_1$, а с противоположной стороны диафрагмы — давление $p_2$, причем при движении потока всегда $p_1 > p_2$. Соотношение, определяющее зависимость расхода от перепада давления для несжимаемых жидкостей, имеет следующий вид:

$$Q = hS_0 \sqrt{\frac{2g}{\gamma}(p_1 - p_2)}, \quad м^3/сек;$$

$$G = hS_0 \sqrt{2g\gamma(p_1 - p_2)}, \quad кг/сек,$$

где $Q$ — объемный расход;
$G$ — весовой расход;
$S_0 = \pi d^2/4$ — сечение отверстия диафрагмы;
$\gamma$ — удельный вес среды;
$h$ — коэффициент расхода, зависящий от геометрической формы сужающегося устройства и от числа Рейнольдса.

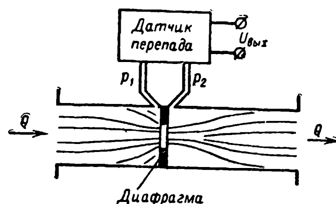



Рис. 19-23. Схема расходомера.

С обеих сторон диафрагмы в трубопроводе имеются отверстия, к которым подключается датчик перепадов давления. С выхода датчика снимается напряжение, пропорциональное разности давлений $p_1 - p_2$. Это напряжение измеряется электрическим вольтметром, шкала которого с учетом вышеприведенных зависимостей градуируется в единицах расхода.

Для определения общего расхода жидкости или газа за некоторый промежуток времени необходимо выходное напряжение датчика перепада давления проинтегрировать. Простейшим интегратором может быть малоинерционный электрический двигатель, вал которого связан с цифровым механическим счетчиком.

### Датчики скоростного напора

При торможении движущегося потока жидкости или газа возникает избыточное давление, пропорциональное квадрату начальной скорости потока. Это свойство используется для устройства датчиков скоростного напора, посредством которых измеряется средняя скорость потока.

Зависимость избыточного давления потока от начальной скорости при его торможении в некотором его сечении определяется на основании уравнения Бернулли и имеет следующий вид:

$$p_{изб} = h\gamma \frac{V^2}{2g}.$$

По измеренному $p_{изб}$ определяется средняя скорость потока. На рис. 19-24 приведено устройство для измерения скорости потока. Оно состоит из трубки (трубка Пито), имеющей отверстие в центре, направляемое по потоку, и щель сбоку. Торможение движущегося потока приводит к повышению давления в центральном отверстии. Полное

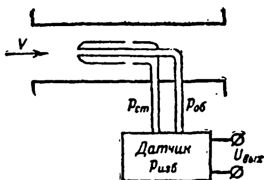



Рис. 19-24. Схема измерителя скорости потока.

образующееся здесь давление $p_{об}$ складывается из статического $p_{ст}$ и динамического (избыточного) давлений

$$p_{об} = p_{ст.} + p_{изб}.$$

Давление в полости трубки, связанной с боковыми отверстиями, равно статическому давлению $p_{ст}$. Разность давлений, подводимая к датчику перепадов, равна избыточному давлению

$$p_{об} - p_{ст} = p_{изб} = h\gamma \frac{V^2}{2g}.$$

На выходе датчика перепада образуется напряжение, пропорциональное $p_{изб}$. Прибор, измеряющий это напряжение, градуируется в единицах скорости потока. Часто для получения линейной зависимости выходного сигнала от измеряемой скорости применяют измеритель перепада с квадратичной характеристикой.

## 19-12. ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

В электрических измерителях неэлектрических величин измерительной цепью называют устройство, посредством которого осуществляется связь выхода датчика с входом электрического измерительного (индикаторного) прибора. В простейшем измерителе роль измерительной цепи выполняют обычные соединительные провода.

В общем случае измерительная цепь может служить для: согласования выхода датчика с входом электрического измерительного прибора для получения максимальной чувствительности измерителя; усиления выходных сигналов датчиков; преобразования одного вида выходных электрических величин датчиков в электрические величины других видов; компенсации различного рода погрешностей измерений, которые возникают из-за различного рода дестабилизирующих факторов (изменение температуры, питающих напряжений и др.).

Важнейшей характеристикой измерительной цепи является зависимость между ее выходной и входной величинами.

Отношение приращения выходной величины измерительной цепи $\Delta M_и$ к приращению входной величины $\Delta N_и$ называется чувствительностью измерительной цепи

$$K_{и.ц} = \frac{\Delta M_и}{\Delta N_и}.$$

Обычно входная и выходная величины измерительной цепи являются электрическими величинами. В общем случае они могут быть различными по своему характеру.

В качестве измерительных цепей наиболее широко используются мостовые схемы на постоянном и переменном токе, дифференциальные и компенсирующие схемы.

В электрических измерителях неэлектрических величин, использующих емкостные и индуктивные датчики, определение значения неэлектрической величины на основании непосредственного измерения выходной величины датчика производится очень редко. Это объясняется тем, что непрерывно производить непосредственное измерение емкости или индуктивности неудобно.

Обычно изменения емкости или индуктивности (выходные величины емкостного и индуктивного датчиков) преобразуются измерительной схемой в изменения амплитуды, фазы или частоты переменного тока (напряжения) с тем, чтобы после обратного преобразования (демодуляции) получить соответствующее по величине постоянное напряжение и измерить его простым стрелочным прибором.

Для преобразования изменений емкости (индуктивности) в изменения амплитуды, фазы и частоты переменного тока используются соответственно селективные измерительные цепи в виде колебательных $LC$-контуров, фазосдвигающие измерительные цепи и различные автогенераторы.

### Мостовая схема на постоянном токе

В этой схеме (рис. 19-25) резисторы $R_1$, $R_2$, $R_3$ и $R_4$ образуют плечи моста; электрический измерительный прибор $\mu A$, включенный между точками $a$ и $б$ (диагональ моста), служит для измерения (индикации) тока при разбалансировке моста.

Условие равновесия (баланса) моста ($I_и = 0$) выполняется, если

$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$

Это условие может быть нарушено путем изменения величины сопротивления одного из плеч моста.

Если мостовая схема используется в качестве измерительной цепи, то в качестве одного из сопротивлений плеч включается датчик электрического сопротивления. С изменением входной величины датчика изменяются величина разбалансировки моста и соответственно ток через измерительный прибор.

Применяются два основных вида мостовых измерительных цепей: 1) равновесный мост, в котором используется нулевой метод измерения, и 2) неравновесный мост, позволяющий осуществлять измерение непосредственным отсчетом.

В равновесном мосте измерительный прибор служит индикатором наличия разбаланса. Схема моста при этом балансируется

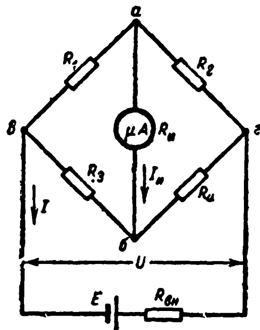



Рис. 19-25. Схема измерительного моста постоянного тока.

перемещением движка дополнительного регулировочного сопротивления, включенного в одно из плеч. Перемещение движка дополнительного реостата может быть отградуировано в единицах измеряемой величины, вызвавшей первоначальную разбалансировку схемы.

Величины сопротивления датчика и перемещения движка регулировочного резистора будут связаны линейной зависимостью только в том случае, если датчик и регулировочное сопротивление будут включены последовательно и составлять одно плечо моста.

В неравновесном мосте разбалансировка, появляющаяся при изменении сопротивления одного из его плеч (датчика), не устраняется. Ток в измерительной диагонали моста, характеризующий величину разбалансировки, а следовательно, и изменение входной неэлектрической величины датчика, измеряется электрическим прибором, шкала которого градуируется в единицах измеряемой неэлектрической величины.

Для измерения неэлектрических величин наиболее часто используются неравновесные мостовые схемы, при помощи которых можно непосредственно отсчитывать измеряемую величину по шкале прибора.

Равновесные мостовые схемы больше используются в системах автоматического регулирования и управления различными процессами.

Различают низкоомные и высокоомные мосты. В низкоомных мостах эквивалентное сопротивление моста ($R_м$) для тока $I$ (рис. 19-25) значительно меньше, чем внутреннее сопротивление источника питания $R_{вн}$. В этом случае изменение сопротивлений плеч моста практически не влияет на величину тока, протекающего через мост от источника питания, т. е. $I=\text{const}$. В высокоомных мостах, питающихся от источников со сравнительно небольшим внутренним сопротивлением $R_м \gg R_{вн}$, с изменением величины сопротивлений плеч постоянным остается напряжение, прикладываемое ко второй диагонали моста *вг* (рис. 19-25).

$$U = E - IR_{вн} = \text{const}.$$

Под чувствительностью мостовой схемы понимается отношение приращения тока $\Delta I_и$, протекающего через прибор, включенный в измерительную диагональ моста (точки *а*, *б* на рис. 19-25), к изменению величины сопротивления одного из плеч (например, $R_1$)

$$K_м = \frac{\Delta I_и}{\Delta R_1}.$$

Если все сопротивления резисторов мостовой схемы представить через сопротивление резистора одного из плеч, например

$$R_2 = mR_1; \quad R_3 = nR_1; \quad R_4 = mnR_1 \text{ и}$$
$$R_4 = gR_1,$$

тогда чувствительность равновесного моста по току для случая, когда $R_{вн} \ll R_м$ при условии изменения $R_1$ (датчик), может быть определена из выражения

$$K_м = \frac{U}{R_1^2}\xi,$$

где

$$\xi = \frac{1}{(1+m)\left[q\left(1+\frac{1}{m}\right)+n+1\right]}.$$

Максимальная чувствительность при постоянных значениях $n$ и $q$ получается, если

$$m = \sqrt{\frac{q}{1+n+q}}.$$

Дополнительным условием при выборе величины сопротивлений резисторов мостовой схемы может быть условие ограничения тока в элементах моста и, в частности, в одном из резисторов, выполняющем функцию датчика ($R_1$).

При расчете практических мостовых схем обычно исходят из того, что к имеющемуся датчику сопротивления, например $R_1$, и измерительному прибору с внутренним сопротивлением $R_и$ подбирают элементы мостовой схемы так, чтобы добиться требуемой или максимальной чувствительности всего измерительного устройства.

В уравновешенных мостах источники питания и индикаторный прибор могут меняться местами подключения, т. е. измерительная диагональ может стать диагональю подключения источника питания и наоборот. При этом равновесие моста не нарушается, чувствительность же остается неизменной

только при равенстве сопротивлений всех плеч моста.

В неравноплечем мосте для получения наивысшей чувствительности резисторы с меньшим сопротивлением включаются по одну сторону диагонали источника питания, а большие — по другую. Невыгодное включение индикатора в случае большой разницы в сопротивлениях плеч приводит к существенному понижению чувствительности моста (в 10—20 раз). Погрешность измерений с помощью балансного моста может быть очень высокой (до 0,01%).

Анализ чувствительности неравновесного моста в общем виде связан со значительными трудностями и представляет интерес только для конкретных случаев включения элементов моста.

Оценка способов включения датчиков в измерительную схему производится при одинаковых параметрах моста. Для этих целей обычно используется простейший мост, в котором $R_2=R_3=R_4=R_0$, а $R_1=R_0\pm\pm\Delta R$ (сопротивление датчика). Чувствительность такого моста близка к оптимальной. Величина тока в измерительной диагонали этого моста связана с его параметрами следующим соотношением (при условии, что внутреннее сопротивление источника питания $R_{вн}\ll R_{м}$):

$$I_и \approx \frac{U}{2R_0(2R_и+R_0)}\Delta R.$$

Из приведенного соотношения следует, что чувствительность равноплечего небалансируемого моста составляет:

$$K_{м.н}=\frac{U}{2R_0(2R_и+R_0)}. \qquad (19\text{-}31)$$

Выражения для определения тока в мостовых схемах с другими способами включения датчиков приведены в табл. 19-4. В этих схемах изменяемые сопротивления обозначены $R_0+\Delta R$ и $R_0-\Delta R$, а неизменяемые $R_0$. Обозначение $R_0-\Delta R$ указывает на то, что изменение сопротивления этого плеча аналогично изменению сопротивления, обозначенного $R_0+\Delta R$, знаки же изменений величин этих сопротивлений противоположны, т. е. в одном плече сопротивление увеличивается на $\Delta R$, а во втором уменьшается на такую же величину.

Погрешность измерений с помощью неравновесного моста не превышает 0,5%. Шкала измерительного прибора моста при условии $\Delta R\ll R_0$ достаточно линейна для практических целей.

### Мостовая схема на переменном токе

Мостовая схема, питающаяся от источника переменной э. д. с., называется мостом переменного тока. Все основные соотношения в этом случае остаются такими же, как и для моста постоянного тока, при условии замены в них величин активных сопротивлений плеч моста полными сопротивлениями.

Условие баланса моста определяется соотношением

$$\frac{Z_1}{Z_2}=\frac{Z_3}{Z_4}=A$$

или

$$1)\ |Z_1||Z_4|=|Z_2||Z_3|;$$

$$2)\ \varphi_1+\varphi_4=\varphi_2+\varphi_3,$$

где $Z=|Z|e^{j\varphi}$ — полное сопротивление плеча, модуль которого

$$|Z|=\sqrt{R^2+x^2};$$

$R$ — активная составляющая сопротивления;

$x$ — реактивная составляющая сопротивления;

$\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ — фазы для соответствующих полных сопротивлений.

Мост на переменном токе балансируется значительно труднее, чем мост на постоянном токе. Это объясняется тем, что после выполнения первого условия равновесия необходимо выполнить второе условие (сфазировать мост), не нарушая первого. Полная балансировка моста при этом достигается методом последовательных приближений.

В мостах переменного тока могут использоваться в качестве плеч моста, кроме датчиков сопротивлений, также емкостные и индуктивные датчики. Преимущество измерительных мостов переменного тока состоит в том, что снимаемые с их измерительных диагоналей незначительные по величине напряжения могут усиливаться обычными ламповыми усилителями переменного тока. Для усиления сигналов, снимаемых с мостов постоянного тока, могут использоваться только усилители постоянного тока.

Мостовая измерительная цепь позволяет сравнительно просто осуществить компенсацию погрешностей измерения неэлектрических величин, вызываемых нестабильностью температуры окружающей среды. С этой целью в плечо моста, соседнее с рабочим плечом (куда включен датчик), включается нерабочий датчик, аналогичный рабочему. С изменением температуры окружающей среды величины сопротивления рабочего и компенсирующего датчиков будут изменяться на одинаковую величину и с одинаковым знаком. Вследствие того что указанные датчики включены в соседние, а не противоположные плечи моста, температурные изменения сопротивлений будут компенсироваться и не вызовут изменений тока в индикаторном приборе.

Чем ближе мост к режиму равновесия, тем более полной оказывается компенсация температурной погрешности. Применение в измерительных мостах дифференциальных датчиков приводит наряду с увеличением чувствительности измерительных цепей к увеличению точности измерений за счет компенсации температурных погрешностей.

Таблица 19-4

| Способы включения датчиков сопротивлений в схему моста | Величина тока в измерительном приборе | Относительная чувствительность схемы (по отношению к 1-й) |
|---|---|---|
| $R_0+\Delta R$; $R_0$; $R_0$; $R_0$; $I$; $R_и$ | $I_и=\dfrac{U}{2R_0(2R_и+R_0)}\Delta R$ | 1 |
| $R_0+\Delta R$; $R_0$; $R_0$; $R_0+\Delta R$; $I$; $R_и$ | $I_и=\dfrac{U}{R_0(2R_и+R_0)}\Delta R$ | 2 |
| $R_0+\Delta R$; $R_0-\Delta R$; $R_0$; $R_0$; $I$; $R_и$ | $I_и=\dfrac{U}{R_0(2R_и+R_0)}\Delta R$ | 2 |
| $R_0+\Delta R$; $R_0$; $R_0$; $R_0-\Delta R$; $I$; $R_и$ | $I_и=\dfrac{U-(\Delta R)^2}{2R_0(2R_и+R_0)}$ | ∽0 |
| $R_0+\Delta R$; $R-\Delta R$; $R_J+\Delta R$; $R_0-\Delta R$; $I$; $R_и$ | $I_и=\dfrac{2U}{R_0(2R_и+R_0)}\Delta R$ | 4 |
| $R_0+\Delta R$; $R_0+\Delta R$; $R_0$; $R_0$; $I$; $R_и$ | — | 0 |
| $R_0-\Delta R$; $R_0$; $R_0+\Delta R$; $R_0$; $I$; $R_и$ | $I_и=\dfrac{U}{R_0(2R_и+R_0)}\Delta R$ | 2 |

### Дифференциальная измерительная цепь

Дифференциальная измерительная цепь представляет собой электрическую цепь, состоящую из двух смежных контуров, имеющих одну общую ветвь. В каждом из таких контуров цепи действует отдельная э. д. с. (рис. 19-26). В общую для обоих контуров ветвь включается индикаторный прибор, реагирующий на разность действующих в контурах э. д. с. (при параллельном включении контуров) или ток (при последовательном включении контуров).

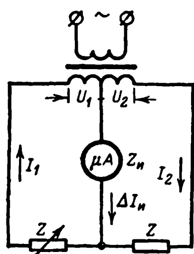



Рис. 19-26. Дифференциальная измерительная цепь.

Вместо одного или двух сопротивлений, входящих в оба контура дифференциальной схемы, могут включаться датчики, реагирующие на измеряемую величину. Изменение соотношения величин сопротивлений вызывает соответствующую разбалансировку измерительной цепи, что регистрируется индикаторным прибором.

Если предположить, что $U_1=U_2=U$ и $Z_и \ll Z$, а датчик включен в один из контуров и изменяет свое сопротивление на $\Delta Z$, то чувствительность дифференциальной измерительной цепи по току, определяемая как отношение приращения тока индикатора $\Delta I_и$ к изменению сопротивления датчика $\Delta Z$, может быть найдена из выражения

$$K_{д.ц I} = \frac{U}{(Z+2Z_и)Z}, \qquad (19\text{-}32)$$

а по напряжению (при условии $Z_и \gg Z$)

$$K_{д.ц U} = \frac{U}{\left(2+\frac{Z}{Z_и}\right)Z}. \qquad (19\text{-}33)$$

Дифференциальные схемы имеют более высокую чувствительность по сравнению с мостовыми схемами. Они используются преимущественно на переменном токе. В этом случае применяются датчики сопротивлений, емкостные и индуктивные. При использовании только датчиков сопротивления и соответствующих источников питания дифференциальные цепи могут применяться и на постоянном токе.

Применение дифференциальных измерительных цепей в измерителях неэлектрических величин, так же как и в случае применения мостовых цепей, позволяет осуществить компенсацию влияния нестабильности внешних условий (обычно температуры) на точность измерения.

Такая компенсация производится путем установки вместо сопротивлений в плечах дифференциальной цепи двух идентичных датчиков или же одного дифференциального. С помощью одного из датчиков производится измерение неэлектрической величины, второй же датчик остается свободным, но оба они подвергаются воздействию общего дестабилизирующего фактора (например, температуры). Степень компенсации зависит от идентичности датчиков и плеч измерительной схемы.

Достоинством дифференциальных измерительных цепей, использующих нулевой (балансный) метод измерений, является независимость результата измерения от величины питающего схему тока или напряжения.

### Компенсационные цепи

Работа компенсационной цепи основана на уравновешивании измеряемой э. д. с. (напряжения) равным и противоположным по полярности напряжением, величина которого может быть определена с достаточной точностью (рис. 19-27). Равенство измеряемого и компенсируемого напряжений устанавливается по нуль-индикатору *НИ*, в качестве которого используется электроизмерительный прибор с малым потреблением тока, например гальванометр.

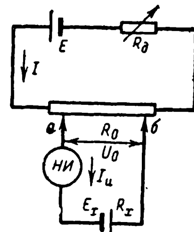



Рис 19-27. Компенсационная измерительная схема.

Преимущество компенсационного метода состоит в том, что энергия от источника измеряемого напряжения не потребляется, поэтому измерения могут производиться с высокой степенью точности. Уравновешивание схемы осуществляется вручную или автоматически (автокомпенсационная схема). Условие компенсации схемы имеет следующий вид:

$$\Delta I_и = \frac{E_x - U_0}{R_0 + R_x + R_и}.$$

Отсюда

$$E_x = U_0 = IR_0.$$

При $I=\text{const}$ $E_x$ пропорционально $R_0$, т. е. при линейном сопротивлении $R_0$ (реохорд) измеряемое напряжение пропорционально расстоянию между движками *а* и *б*.

Чувствительность компенсационной схемы определяется как отношение изменения тока в нуль-гальванометре $\Delta I_и$ к изменению измеряемого напряжения $\Delta E_x$. Измеряемым напряжением $E_x$ может быть выходное напряжение генераторного датчика.

Компенсационная измерительная цепь в электрическом измерителе неэлектрических величин в ряде случаев используется несколько по-другому. В цепь реохорда включается датчик (сопротивление). При известном $E_x$ (эталон) в момент равновесия по

положению движков реохорда можно определить величину изменения сопротивления датчика $R_д$, а следовательно, и изменение измеряемой неэлектрической величины.

### Измерительная цепь с колебательным контуром

На рис. 19-28 представлена схема измерительной цепи с избирательным колебательным контуром, образованным реактивными элементами $L_к$ и $C_к$.

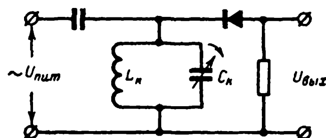



Рис. 19-28. Колебательный контур как измерительная цепь.

Измерительная цепь питается от постороннего источника переменной э. д. с. Частота питающего напряжения выбирается близкой к собственной резонансной частоте контура. На выходе цепи выделяется постоянное напряжение, получаемое в результате детектирования переменного напряжения, которое снимается с колебательного контура.

В качестве одной из реактивностей контура (емкости или индуктивности) или ее части включается соответственно емкостный или индуктивный датчик. При воздействии на датчик измеряемой неэлектрической величины контур расстраивается и выделяемое на нем напряжение изменяется.

Таким образом, величина напряжения на выходе измерительной цепи оказывается зависимой от измеряемой неэлектрической величины, воздействующей на вход датчика.

Чувствительность измерительной цепи с колебательным контуром, определяемая как отношение приращения выходного напряжения к изменению выходной величины датчика, зависит от качества контура и выбора рабочей точки (частоты) в пределах амплитудно-частотной (резонансной) характеристики контура. Максимальная чувствительность будет при расстройке немодулированного сигнала $f_c$ относительно резонансной частоты контура $f_{ок}$ на величину $f_c - f_{ок} = 0{,}7\,\Delta f_п$, где $\Delta f_п$ — половина полосы пропускания контура. При этом выходное напряжение будет равно:

$$U_{вых} = 0{,}82 U_{рез},$$

где $U_{рез}$ — напряжение, снимаемое с контура при резонансе.

Рассмотренная измерительная цепь может использоваться в качестве несимметричного частотного детектора.

### Измерительная цепь с автогенератором

В состав измерительной цепи, представленной на рис. 19-29, входят автогенератор и устройство для измерения частоты генерируемых сигналов. Отдельные элементы генератора, определяющие частоту генерируемых им колебаний, заменяются соответствующими датчиками (емкостными, индуктивными, датчиками сопротивлений). С изменением выходной величины датчика изменяется частота генерируемых колебаний, что фиксируется частотным детектором (частотным дискриминатором), а выходное напряжение, характеризующее значение преобразуемой неэлектрической величины, измеряется электрическим прибором, шкала которого может градуироваться в единицах входной величины датчика.

В качестве автогенераторов в измерительной цепи могут использоваться $RC$- и $LC$-генераторы синусоидальных колебаний, блокинг-генераторы и мультивибраторы. Измерение частот сигналов автогенераторов в измерительных схемах производится чаще с помощью частотных детекторов, однако применяются и другие методы измерения частоты (осциллографический, метод сравнения, резонансный и т. д.).

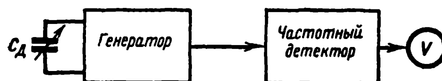



Рис. 19-29 Генераторная измерительная цепь.

Чувствительность измерительной схемы определяется произведением чувствительности генератора $K_г$, преобразующего изменения выходной величины датчика в изменение частоты генерируемых колебаний, и чувствительности частотного детектора $K_д$, посредством которого изменения частоты преобразуются в выходное напряжение измерительной схемы,

$$K = K_г K_д.$$

Чувствительность генератора зависит от среднего значения частоты генерируемых колебаний $f_0$, при которой преобразуемая величина на выходе датчика равна нулю, и начального значения выходной величины датчика.

Чувствительность частотного детектора зависит от его схемы и диапазона, в котором выбрана рабочая частота.

Погрешность измерительной схемы определяется влиянием различных дестабилизирующих факторов, влияющих на работу генератора и частотного детектора. Важнейшее значение при этом имеют измерение температуры окружающей среды и нестабильность напряжения питания.

Для уменьшения влияния температуры на точность измерений применяются раз-

личные схемы температурной компенсации как у генератора, так и в частотном детекторе.

### Фазовая измерительная цепь

Обычно эта цепь состоит из фазовращателя, питающегося переменным напряжением, и фазового детектора. В качестве одного из элементов фазовращателя используется соответствующий датчик.

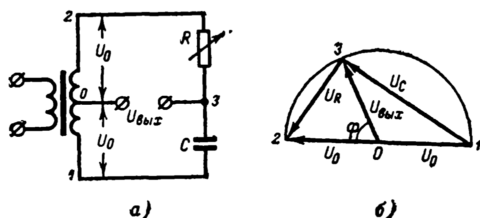



Рис. 19-30. Фазовая измерительная цепь.

Фаза напряжения на выходе фазовращателя по отношению к напряжению на его входе изменяется в зависимости от выходной величины датчика, а сдвиг фаз между выходным и входным напряжением фазовращателя измеряется посредством фазового детектора. Шкала прибора, включенного на выходе фазового детектора, градуируется в единицах измеряемой неэлектрической величины, воздействующей на вход датчика.

Одна из схем фазовой измерительной цепи (рис. 19-30, *а*) состоит из измерительного фазовращателя, которым служит цепочка $RC$, и источника переменной э. д. с.— вторичной обмотки трансформатора. С изменением величин $R$ или $C$ выходное напряжение фазовращателя $U_{вых}$ (рис. 19-30, *б*), оставаясь постоянным по амплитуде, будет менять свою фазу по отношению к напряжению на вторичной обмотке трансформатора (в точках *1*, *2*).

Элементы схемы $C$ и $R$ могут быть заменены соответственно емкостным датчиком или датчиком сопротивлений. Зависимость сдвига фазы φ от соотношения величин $R$ и $C$ определяется выражением

$$\sin\varphi = \frac{2\omega RC}{1+\omega^2R^2C^2}.$$

Чувствительность фазовращающей цепочки $RC$ определяется следующими выражениями:

для датчика сопротивления

$$K_{фвR} = \frac{d\varphi}{dR} = \frac{2\omega C}{1+\omega^2R^2C^2}; \qquad (19\text{-}34)$$

для датчика емкости

$$K_{фвC} = \frac{d\varphi}{dR} = \frac{2\omega R}{1+\omega^2R^2C^2}. \qquad (19\text{-}35)$$

Максимальная чувствительность фазовращателя $K_{фвR}$ получается при $C=1/\omega R$, а $K_{фвC}$ — при $R=1/\omega C$.

Зависимость между выходным напряжением фазового детектора и параметрами входных сигналов определяется соотношением

$$U_{вых} = K_{п.д} U_0 \sin\varphi,$$

где $K_{п.д}$ — коэффициент преобразования фазового детектора, величина которого определяется выбором схемы детектора и ее параметров;

$U_0$ — амплитуда входного сигнала (с переменной фазой).

Чувствительность фазового детектора

$$K_{ф.д} = \frac{dU_{вых}}{d\varphi} = K_{п.д} U_0 \cos\varphi$$

оказывается максимальной при $\varphi=0$. Общая чувствительность фазовой измерительной цепи определяется произведением чувствительностей фазовращателя и фазового детектора

$$K = K_{фв} K_{ф.д}.$$

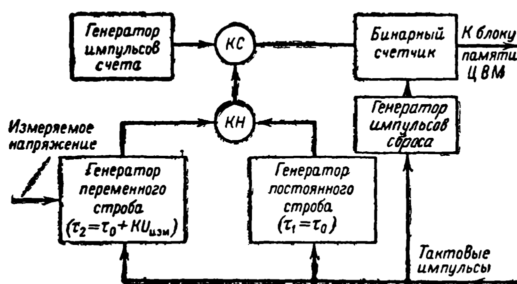
Измерительные схемы с колебательным контуром, автогенераторами и фазовращающими цепями более удобны при эксплуатации, чем измерительные мосты переменного тока, хотя и требуют более сложных схем индикации выходных величин.

Измерители электрических величин с подобными измерительными устройствами широко применяются в различных системах автоматического регулирования и в особенности в системах автоматики радиотехнических устройств.

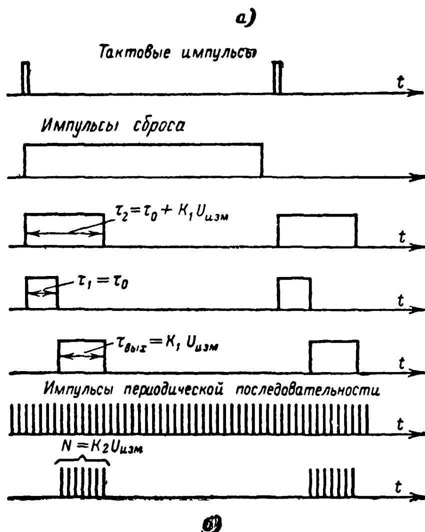
### Устройства преобразования электрического напряжения в число

В автоматизированные системы измерения комплекса неэлектрических величин или управления различными процессами могут включаться цифровые электронные вычислительные машины. В таких случаях выходные сигналы датчиков должны быть преобразованы в числа двоичной системы счисления. Одно из устройств, преобразующих величины напряжений в числа (рис. 19-31) основано на использовании свойств некоторых схем (фантастронов, санатронов, триггеров и т. п.) генерировать импульсы, длительность которых пропорциональна приложенному напряжению. При этом измерение напряжения сводится к измерению временно́го интервала.

Тактовые импульсы (рис. 19-31, *б*), поступающие от синхронизирующего устройства, запускают два генератора широких импульсов (стробов). Один из этих генераторов генерирует стробы постоянной длительности $\tau_1=\tau_0$, а другой стробы перемен-




а)




б)

Рис. 19-31. Преобразование электрического напряжения в число двоичной системы счисления

а — блок-схема; б — временные диаграммы.

ной длительности, отличающиеся от стробов постоянной длительности на величину, пропорциональную измеряемому напряжению,

$$\tau_2 = \tau_0 + K_1U_{изм}.$$

Оба указанных строба поступают на каскад несовпадений *КН*, с выхода которого снимается строб $\tau_{вых}$ с длительностью, равной разности длительностей стробов, поданных на вход, т. е.

$$\tau_{вых} = K_1U_{изм}.$$

Такой способ позволяет формировать выходной строб, изменяющийся по длительности от нуля до некоторой достаточно большой величины.

Выходные импульсы каскада несовпадения подаются на один из двух входов каскада совпадений *КС*. На другой вход этого каскада подводятся импульсы периодической последовательности от генератора импульсов счета.

Те из импульсов этого генератора, которые поступят на вход каскада совпадения одновременно с разностным стробом, пройдут к бинарному счетчику импульсов.

При достаточно высокой и стабильной частоте $F$ следования счетных импульсов число импульсов, прошедших каскад совпадений за время длительности разностного строба, будет пропорционально измеряемому напряжению и соответственно равно:

$$N = F\tau_{вых} = K_1FU_{изм} = K_2U_{изм}.$$

Прошедшие импульсы считаются бинарным счетчиком и в виде числа в двоичной системе счисления выдаются в блок памяти ЦВМ. Тактовые импульсы подаются также на генератор импульсов сброса, вырабатывающий импульсы, приводящие триггеры счетчика в исходное положение в конце каждого периода работы.

## 19-13. УСИЛИТЕЛИ СИГНАЛОВ ДАТЧИКОВ

Выходные сигналы датчиков и измерительных схем в большинстве случаев оказываются очень слабыми. Поэтому для их индикации требуются дорогие высокочувствительные приборы, которые, как правило, неудобны при эксплуатации в производственных условиях. В связи с этим возникает необходимость применения в электрических измерителях неэлектрических величин соответствующих усилителей. Задачей таких усилителей является, во-первых, воспроизведение сигнала на выходе усилителя в соответствии с заданной функциональной зависимостью от входного сигнала и, во-вторых, повышение мощности (напряжения) выходного сигнала по сравнению с мощностью сигнала.

Различают параметрические и генераторные усилители.

Основу всякого параметрического усилителя составляет нелинейный элемент, включаемый в цепь питания и нагрузки усилителя. Под влиянием входного управляющего сигнала небольшой мощности, который воздействует на нелинейный элемент, происходит изменение параметров цепи питания и нагрузки усилителя со значительно большим выделением мощности; отсюда и название усилителей — параметрические.

В генераторных усилителях посредством входного усиливаемого сигнала осуществляется управление преобразованием одного вида энергии в другой.

Характерным примером генераторного усилителя может служить электромашинный усилитель, в котором механическая энергия преобразуется в электрическую. Усиливаемый сигнал в этом случае используется для подмагничивания электрического генератора.

Генераторные усилители в электроизмерительной технике применяются редко Наиболее широко они используются в различных автоматических устройствах.

В электрических измерителях неэлектрических величин наибольшее применение находят электронные усилители переменного и постоянного тока, магнитные и релейные усилители.

Усилители переменного тока используются для усиления электрических сигналов, сравнительно быстро изменяющихся во вре-

мени. Однако наиболее часто с выхода датчиков и измерительных схем снимаются сигналы, медленно изменяющиеся во времени и содержащие постоянную составляющую. Такие сигналы могут быть усилены только с помощью усилителей постоянного тока (электронных, магнитных и релейных).

### Усилители постоянного тока

Различают электронные усилители постоянного тока с непосредственной связью между каскадами и усилители с преобразованием постоянного (усиливаемого) сигнала в переменный.

Работу усилителей постоянного тока (УПТ) характеризуют следующие величины:

*предельная чувствительность по току* $I_{вх.мин}$ или напряжению $U_{вх.мин}$, определяется той наименьшей величиной тока (в амперах) или напряжения на входе (в вольтах), которая может быть усилена УПТ до необходимого уровня;

*крутизна характеристики чувствительности УПТ* $S_у$, определяется величиной отношения тока на выходе УПТ к вызвавшему этот ток напряжению на входе

$$S_у = \frac{I_{вых}}{U_{вх}}.$$

От требуемой величины $S_у$ зависит выбор схемы УПТ и ламп его каскадов,

*дрейф нуля*, под которым понимается изменение начального тока, устанавливающегося на выходе УПТ при отсутствии сигнала на его входе. Измеряется дрейф нуля эквивалентным входным напряжением $U_{др}$, которое может вызывать равнозначное наблюдаемому в течение времени $t$ изменение выходного сигнала (например, тока $\Delta I_{вых.др}$)

$$U_{др} = \frac{\Delta I_{вых.др}}{S_у t}.$$

К другим характеристикам УПТ относятся время установления, частотная характеристика, выходное сопротивление и др.

Усилители с непосредственной связью применяются обычно для усиления слабых медленно изменяющихся токов, поступающих от источников со сравнительно высоким выходным сопротивлением. Такие усилители выполняются без переходных емкостей с непосредственной гальванической межкаскадной связью.

Непосредственная связь между каскадами обусловливает трудности построения схем и эксплуатации УПТ, так как затрудняет установление необходимого режима последующего каскада при непосредственном (без емкости) соединении его сетки с анодом предыдущего каскада. Это достигается применением отдельных источников питания для каждого каскада или потенциометрических делителей с общим источником питания.

Схемы межкаскадных связей с отдельными источниками питания громоздки и практически применяются редко.

Схема межкаскадной связи с потенциометрическим делителем (рис. 19-32, *а*) применяется наиболее часто. Сравнительно большое напряжение смещения, необходимое для компенсации анодного напряжения

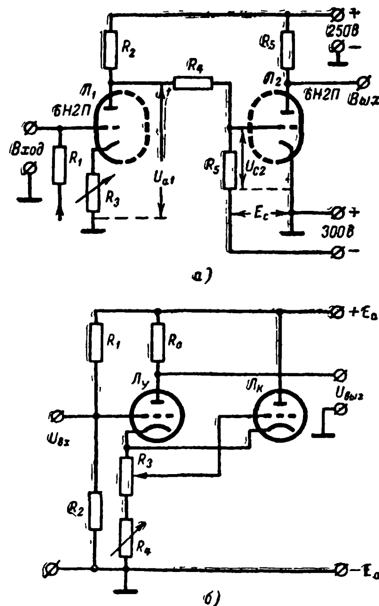



Рис. 19-32. Схема компенсации нестабильности источников питания.

предыдущей лампы в этой схеме, подается через резистор $R_5$. В такой схеме на сетку лампы $Л_2$ подается не весь сигнал с анода $Л_1$, а только часть его, равная $\frac{R_5}{R_5 + R_4}$. При этом потеря усиления оказывается тем меньше, чем меньше отношение $R_4/R_5$.

Для того чтобы нагрузка первой лампы возможно меньше шунтировалась делителем напряжения, величины образующих его резисторов выбираются из условия $R_4 + R_5 \gg R_2$, обычно $R_4 \approx 3R_2$.

Сопротивление резистора $R_5$ определяется из соотношения

$$R_5 = \frac{R_4 (E_c - U_{c2})}{U_{a1} + U_{c2}}.$$

Корректировка режима ламп производится с помощью сопротивления $R_3$.

Во всех типах УПТ имеется существенный недостаток, заключающийся в неустойчивости нуля (дрейф нуля), т. е. в изменении уровня напряжения на выходе при отсутствии входного сигнала. Дрейф нуля может иметь любой знак. В УПТ с непосредственной связью дрейф обусловливается главным образом изменением эмиссии катода ламп (в особенности входной лам-

пы), параметров деталей схемы или режима анодного питания. Необходимая стабильность УПТ с непосредственной связью достигается применением стабилизированных источников питания, специальных компенсирующих схем и отрицательной обратной связи.

На рис. 19-32, *б* приведена схема компенсации дрейфа, вызываемого нестабильностью напряжения накала и анодной цепи ламп. Левый триод — рабочий, а правый — компенсирующий. Смещение на сетку компенсирующей лампы подается с части переменного резистора $R_3$, поэтому при увеличении напряжения накала ее анодный ток возрастает на большую величину, чем ток рабочего триода, и вызывает дополнительное смещение на сетке рабочего триода. Регулировкой резисторов $R_3$ и $R_4$ подбирается такой режим компенсирующего триода, при котором изменение смещающего напряжения на сетке рабочего триода будет примерно равно и обратно по знаку эквивалентному напряжению дрейфа нуля этого триода.

Для компенсации влияния нестабильности анодного напряжения в схеме используется делитель напряжения, состоящий из резисторов $R_1$ и $R_2$. С резистора $R_2$ этого делителя часть напряжения $E_a$ подается на сетку рабочего триода. При соответствующем выборе величин сопротивлений делителя напряжение, снимаемое на сетку лампы, подбирается равным $E_a/\mu$, где $\mu$ — коэффициент усиления лампы. В этом случае выходное напряжение усилителя оказывается в некоторых пределах практически независимым от величины $E_a$.

Коэффициент усиления рабочего триода по напряжению для приведенной схемы составляет:

$$K \approx \frac{\mu R_a}{R_a + 2\mu R_i}.$$

Менее жесткие требования к стабильности питающих напряжений предъявляют УПТ, собранные по балансным схемам. Они допускают колебания питающих напряжений до 1%, что существенно упрощает конструкцию блоков питания.

Балансный каскад УПТ по существу представляет собой мостовую схему, в которой лампы усилителя образуют два плеча моста (рис. 19-33, *а*). Если лампы включаются в два верхних или в два нижних плеча моста, то такая схема называется параллельной балансной схемой каскада. Лампы могут включаться параллельно питающей диагонали моста (рис. 19-33, *б*), тогда такую схему называют последовательной балансной схемой каскада.

В балансных каскадах в меньшей степени сказывается зависимость усиления от питающих напряжений, меньший температурный дрейф и значительно больший участок линейной зависимости выходного сигнала от входного, чем у небалансных каскадов.

В схемах параллельных балансных каскадов сопротивления резисторов в анодных цепях ламп $R_{a1,2}$ выбирается обычно в пределах $R_i \leqslant R_a \leqslant 3R_i$, а сопротивление нагрузки $R_н$, включаемое между анодами ламп, — в пределах $R_i \leqslant R_н \leqslant 2R_i$.

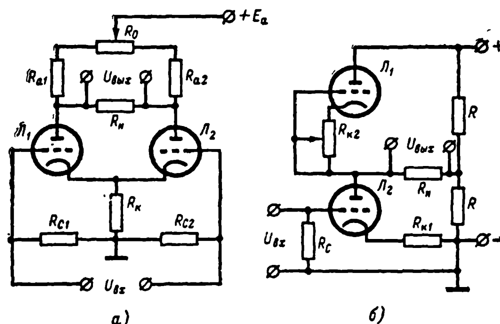



Рис. 19-33. Балансные схемы УПТ.
*а* — параллельная; *б* — последовательная.

Коэффициент усиления по напряжению для параллельного балансного каскада определяется по формуле

$$K_{б.к} = \frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_a} + \frac{2R_i}{R_н}}.$$

Величина снимаемого с нагрузки усилителя напряжения при этом составляет $U_н = K_{б.к}U_{вх}$. Коэффициент усиления и напряжение на нагрузке для схемы последовательного балансного каскада (рис. 19-33, *б*) определяются по тем же формулам, что и для параллельных балансных каскадов. Выходное сопротивление последовательного балансного каскада при условии, что $R_{к1} = R_{к2} = R_к$, составляет:

$$R_{вых} = R_i + (1 + \mu) R_к.$$

**Усилители с преобразованием** используются для усиления малых э. д. с., поступающих от источников преимущественно с низким выходным сопротивлением.

Усиливаемый сигнал в таких усилителях предварительно преобразовывается в переменное напряжение, амплитуда которого пропорциональна величине сигнала на входе. Преобразованный сигнал затем усиливается узкополосным усилителем переменного тока. На выходе усилителя, если это необходимо, производится обратное пропорциональное преобразование усиленного переменного сигнала в постоянный.

Преобразование выходного постоянного и медленно изменяющегося сигнала в переменный может производиться многими способами. Наиболее часто такое преобразование осуществляется с помощью электромеханических или электронных преобразователей (коммутаторов) Электромеханический преобразователь представляет собой

поляризованное реле или специальный вибропреобразователь (рис. 19-34). Посредством подвижного контакта преобразователя производится периодическое прерывание входного сигнала и преобразование его в прямоугольные колебания.

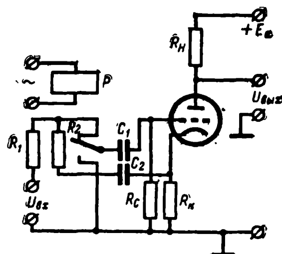


Рис. 19-34. Схема с контактным вибропреобразователем.

Катушка переключающего электромагнита преобразователя питается от постороннего источника переменного тока. Для этих целей используется обычно сетевое напряжение.

Сопротивление резистора $R_К$ в схеме выбирается в пределах 10—50 *ком*, $R_1$— в пределах 50 *ком* —1,5 *Мом*. Сопротивление резистора $R_2$ находится из выражения

$$R_2 \approx R_К\left(1+\frac{2}{\mu}\right).$$

Если $\mu$ велико, то $\mu R_2 \approx R_К$.

При известном периоде колебаний прерывателя $T_п$ время установления сигнала на сетке выбирается с учетом соотношения $T_у \leqslant 3T_п$. Емкости конденсатора $C_2$ и переходного конденсатора $C_1$ находятся из выражений:

$$C_2 = \frac{T_у}{R_1 + 2R_К\left(1+\frac{1}{\mu}\right)}; \qquad (19\text{-}36)$$

$$C_1 \approx C_2\frac{2R_К}{R_с} + \frac{T_п}{4R_с}. \qquad (19\text{-}37)$$

Другим типом электромеханического преобразователя является емкостный преобразователь (рис. 19-35), представляющий собой конденсатор, одна из обкладок которого может перемещаться относительно другой под воздействием электромагнита *ЭМ*.

При колебании подвижной обкладки на зажимах конденсатора возникает переменное напряжение с амплитудой, пропорциональной входному напряжению $U_{вх}$.

В электронных преобразователях в качестве коммутирующих устройств используются ламповые или транзисторные схемы. С их помощью можно получить высокие частоты модуляции усиливаемых напряжений и большое входное сопротивление; они более надежны в работе, так как не имеют подвижных контактов.

Наиболее широкое применение находят балансные электронные преобразователи.

Коммутирующее напряжение $U_{ком}$ в схему преобразователя подается от постороннего источника. Частота этого напряжения может быть значительно более высокой, чем у электромеханических коммутаторов.

Схема и параметры выходного усилителя с преобразованием выбираются в зависимости от характеристик нагружающего этот каскад исполнительного или индицирующего устройства. Если для управления исполнительного устройства необходим постоянный ток, то усиленное напряжение, снимаемое с выходного каскада, выпрямляется. Для этого могут использоваться различного рода ключевые (диодные) схемы или же фазовые детекторы. В последнем случае в качестве опорного напряжения применяется сигнал коммутации, подаваемый на входной преобразователь усилителя.

Широкое распространение за последнее время находят усилители постоянного тока на транзисторах. Для повышения стабильности работы таких усилителей используются те же методы, что и в ламповых усилителях. Усилители на транзисторах выполняются как с непосредственной гальванической межкаскадной связью, так и с преобразованием медленно изменяющегося усиливаемого сигнала в переменный.

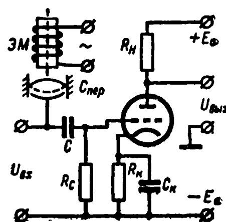


Рис. 19-35. Схема с емкостным вибропреобразователем.

Хороших результатов можно достичь с усилителями с непосредственной связью на транзисторах, построенных по схеме параллельного баланса. Применение специальных термокомпенсирующих схем и кремниевых транзисторов значительно повышает стабильность работы транзисторных УПТ.

### Магнитные усилители

В качестве нелинейного элемента в магнитном усилителе используется дроссель с насыщающимся сердечником из стали или железо-никелевых сплавов (пермаллой), обладающих большой магнитной проницаемостью при сравнительно небольшой напряженности магнитного поля.

На рис. 19-36 приведена схема простейшего дроссельного магнитного усилителя. На магнитопроводе усилителя размещаются две обмотки: обмотка управления $w_у$ (на среднем сердечнике) и разделенная на две части обмотка переменного тока $w_\sim$ (на двух крайних сердечниках).

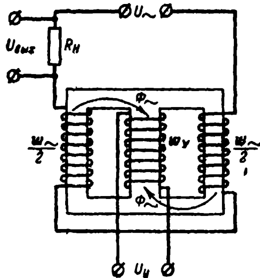



Рис. 19-36. Дроссельный магнитный усилитель.

Управляющая обмотка $w_у$ питается постоянным или медленно меняющимся током сигнала управления (с выхода датчика или измерительной схемы). К обмотке $w_\sim$, соединенной последовательно с сопротивлением нагрузки $R_н$, подводится переменное напряжение $U_\sim$.

Индуктивность $L$ (в генри) обмоток переменного тока пропорциональна магнитной проницаемости материала сердечника и определяется следующим выражением:

$$L = \frac{0{,}4\pi (w_\sim)^2 S \cdot 10^{-8}}{l} \mu, \qquad (19\text{-}38)$$

где $w_\sim$ — число витков обмоток переменного тока;

$S$ — площадь сечения сердечника, *см*;

$l$ — длина магнитной силовой линии, *см*.

Напряженность поля в магнитопроводе складывается из напряженности, создаваемой обмоткой управления и обмоткой, питаемой переменным током. Поэтому с изменением тока в управляющей обмотке будет изменяться напряженность магнитного поля, а следовательно, и индуктивность обмоток переменного тока. С изменением индуктивности обмоток $w$ меняется полное сопротивление цепи переменного тока $Z$ и, следовательно, ток $I_\sim$:

$$Z = \sqrt{R_н^2 + (\omega L)^2};$$

$$I_\sim = \frac{U_\sim}{\sqrt{R_н^2 + \omega^2 L^2}},$$

где $\omega$ — угловая частота напряжения питания усилителя;

$R_н$ — сопротивление нагрузки, *ом*;

$I_\sim$ и $U_\sim$ — действующее значение тока в нагрузке и напряжение сети.

Таким образом, воздействуя на величину насыщения в сердечнике магнитного усилителя посредством управляющего тока, можно менять величину мощности в нагрузке.

Для вычисления основной характеристики магнитного усилителя $I_\sim = f(I_у)$ используются кривые зависимости $\mu = f(H)$, полученные экспериментально при одновременном намагничивании материала магнитопровода переменным и постоянным полями.

К достоинствам магнитных усилителей относятся: механическая прочность, высокая надежность, отсутствие подвижных частей, сравнительно высокий коэффициент полезного действия, простота суммирования нескольких сигналов путем размещения нескольких управляющих обмоток на одном магнитопроводе и стабильность характеристик. Магнитные усилители могут отдавать в нагрузку значительно большую мощность по сравнению с электронными усилителями (электронные — до нескольких сотен ватт, магнитные — до десятков киловатт).

Основным недостатком магнитных усилителей является запаздывание, определяемое постоянной времени $T$. Эта величина зависит от отношения индуктивности управляющей катушки $L_у$ к активному сопротивлению этой же катушки $R_у$

$$T = \frac{L_у}{R_у}. \qquad (19\text{-}39)$$

### Релейные усилители

Основой релейных усилителей служат различного рода реле. В электроизмерительной технике и релейных устройствах систем автоматического регулирования наиболее широко используются электромагнитные и магнитоэлектрические реле, в которых управляющий электрический сигнал вызывает механическое перемещение якоря и замыкание или размыкание контактов.

Посредством реле осуществляется прерывистое управление мощными электрическими цепями с помощью сравнительно слабых управляющих сигналов.

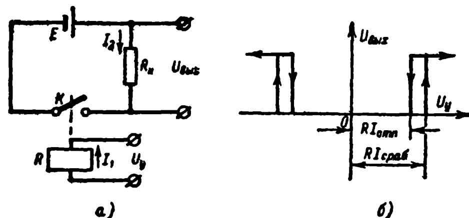



Рис. 19-37. Релейный усилитель.
*а* — схема; *б* — статическая характеристика.

На рис. 19-37, *а*, *б* показаны соответственно схема включения реле как усилителя и статическая характеристика такого усилителя, определяющая зависимость между выходным $U_{вых}$ и входным $U_{вх}$ сигналами.

Релейные усилители имеют двухзначную (гистерезисную) характеристику, так как отпускание реле всегда происходит при меньшем токе, чем срабатывание. Релейные усилители обладают высоким коэффициентом усиления по мощности, имеют небольшой вес и сравнительно дешевы.

В тех случаях, когда характеристика релейного усилителя должна выражать пропорциональную зависимость между выходным и входным сигналами, применяют так называемую вибрационную линеаризацию релейного усилителя, благодаря чему достигается плавная зависимость среднего значения выходной величины от значения медленно меняющейся входной величины.

Рис. 19-38. Схема усилителя с вибрационной линеаризацией.

Рис. 19-39. К пояснению принципа вибрационной линеаризации.

Известно два вида вибрационной линеаризации — при помощи вынужденных и собственных колебаний в релейном усилителе, охваченном обратной связью.

Сущность вибрационной линеаризации релейного усилителя вынужденными колебаниями сводится к следующему. В одну из обмоток $w_1$ поляризованного реле (рис. 19-38) подается управляющий сигнал, а к другой обмотке $w_2$ этого же реле подводится напряжение от генератора пилообразных колебаний. Время периода пилообразных колебаний выбирается больше, чем время срабатывания реле (для того чтобы добиться четкого и стабильного режима работы реле), но не слишком малое, чтобы не вызывать увеличения пульсаций выходной величины релейного усилителя, которые трудно отфильтровать.

В релейных усилителях с вибрационной линеаризацией применяются высокочувствительные реле с малым током срабатывания. Поэтому можно считать, что переключение реле происходит с изменением знака суммарного магнитного потока, создаваемого обмотками $w_1$ и $w_2$. Если входное напряжение отсутствует, то действие реле будет определяться симметричными пилообразными колебаниями $U_г$ и среднее значение выходного напряжения релейного усилителя будет равно нулю (рис. 19-39, *а*).

При наличии некоторого управляющего сигнала магнитные потоки катушек $w_1$ и $w_2$ будут алгебраически складываться и переключение реле будет происходить при несимметричной по времени смене знака результирующего потока. Выходное напряжение $U_{вых.ср}$ при этом будет иметь прямоугольную форму (рис. 19-39, *б*), но его среднее значение будет отличаться от нуля

$$U_{вых.ср} = U_0 \frac{T_1 - T_2}{T_1 + T_2},$$

где $U_0$ — напряжение источника, питающего нагрузку;
$T_1$ и $T_2$ — длительность положительной и отрицательной полуволн выходного напряжения;
$T_1 + T_2$ — период пилообразного напряжения, питающего обмотку $w_2$.

Полярность среднего значения выходного напряжения определяется знаком управляющего напряжения.

Если пилообразное напряжение имеет правильную форму, можно считать, что разность интервалов $T_1 - T_2$ пропорциональна управляющему напряжению $U_у$, и следовательно, среднее значение выходного напряжения будет также пропорционально напряжению $U_у$

$$U_{вых.ср} = KU_{вх}, \qquad (19\text{-}40)$$

где $K = U_0/U_{у.л}$ — коэффициент усиления, а $U_{у.л}$ — зона линейности усилителя.

Зона линейности усилителя (рис. 19-39, *в*) пропорциональна амплитуде пилообразных линеаризующих колебаний, подводимых к обмотке $w_2$. Увеличение амплитуды пилообразных колебаний приводит к увеличению зоны линейности усилителя, но при этом уменьшается коэффициент усилителя.

В зоне линейности усилителя поле катушки $w_1$ всегда меньше поля катушки $w_2$, соответствующего амплитудному значению пилообразного напряжения. В противном случае якорь реле будет в одном из крайних положений, определяемом знаком управляющего сигнала.

Схема релейного усилителя с так называемой запаздывающей обратной связью, благодаря которой образуются автоколеба-

ния, приведена на рис. 19-40 На поляризованном реле имеются обмотка управления $w_1$ и обмотка обратной связи $w_2$.

При включенном источнике питания $U_0$ конденсатор $C$ будет заряжаться. Когда напряжение на нем достигнет напряжения

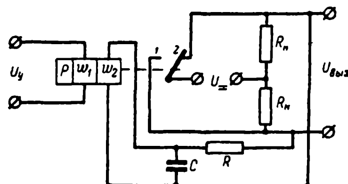


Рис. 19-40. Схема релейного усилителя с линеаризацией.

срабатывания, якорь реле, подключенного параллельно конденсатору $C$, перебросится на другой неподвижный контакт *1*. При этом конденсатор начнет разряжаться, а затем напряжение на нем снова будет возрастать, изменив свой знак. При достижении напряжения срабатывания якорь реле перебросится в прежнее положение *2*, после чего процесс начнет повторяться.

Изменение напряжения на конденсаторе $C$ происходит по экспоненциальному закону. В определенных пределах напряжение заряда и разряда конденсатора с известными допущениями можно считать пилообразным. В таком случае все рассуждения, приведенные для линеаризованного усилителя с посторонним возбуждением, будут справедливы и для релейного усилителя с самовозбуждением.

## 19-14. ИНДИКАТОРНЫЕ И РЕГИСТРИРУЮЩИЕ УСТРОЙСТВА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

В электрическом измерителе неэлектрической величины выходные сигналы датчика через измерительную цепь подаются на вход электрического измерительного (индикаторного) или регистрирующего устройства.

В качестве индикаторных устройств широко применяются соответствующие стрелочные измерительные электрические приборы постоянного и переменного тока.

Для индикации и наблюдения периодических и быстроизменяющихся процессов используются электронные осциллографы различных типов.

Во многих практических случаях, и в особенности при автоматизации и механизации производственных процессов, необходима документальная регистрация контролируемой неэлектрической величины. В таких случаях вместо индикаторного прибора используется устройство, регистрирующее (записывающее) электрические сигналы.

Для измерений в цепях постоянного тока применяются преимущественно следующие магнитоэлектрические приборы как более экономичные, точные и имеющие большую чувствительность в сравнении с приборами других типов

1) магнитоэлектрические миллиамперметры (вольтметры) с пределами измерения от 1 до 5 *ма* (расход мощности, потребляемой такими приборами при измерении, составляет 0,5—2 *мвт*);

2) микроамперметры и милливольтметры на пределы измерения от 50 до 1 000 *мка* и 10—750 *мв* с внутренним сопротивлением порядка 900—3 000 *ом* и потреблением мощности $(2 \div 20) \times 10^{-6}$ *вт*;

3) микроамперметры с теневой стрелкой, имеющие пределы измерения 0,1; 1; 10; 100 *мка* и потребляющие мощность $(1 \div 10)\ 10^{-8}$ *вт*;

4) магнитоэлектрические гальванометры с чувствительностью по току 1—2 *мм/мка* и более. Наибольшую чувствительность имеют зеркальные гальванометры — до 4 000 *мм/мка*. Гальванометры применяются преимущественно в качестве указателей равновесия электрических процессов в цепях постоянного тока.

Из электроизмерительных приборов переменного тока применяются ферродинамические миллиамперметры и логометры с потребляемой мощностью 3,5—9 *ва* и резонансные гальванометры с чувствительностью по напряжению $5 \cdot 10^{-2}$ *мм/мкв*.

Электрические измерители неэлектрических величин в лабораторных условиях часто используются при исследовании периодических и быстроизменяющихся процессов. При этом индикаторами выходных электрических величин обычно служат электронные осциллографы различных типов, имеющие высокую чувствительность и большое входное сопротивление, при котором потребляемая мощность по входу измеряемого сигнала ничтожно мала (период развертки может быть выбран в пределах от $10^{-5}$ до $10^2$ *сек*).

Электронные осциллографы имеют широкий диапазон изменения скорости развертки луча, что позволяет применять их для исследования медленных и быстропротекающих процессов.

В регистрирующих устройствах запись электрических сигналов, отображающих измеряемую неэлектрическую величину, производится осциллографическим методом на фотопленке или бумаге.

### ЛИТЕРАТУРА

1. Туричин А. М, Электрические измерения неэлектрических величин. Госэнергоиздат, 1959.

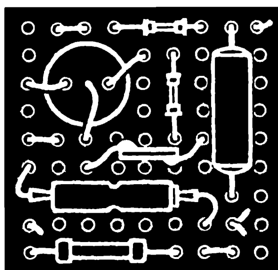
2. Агейкин Д И, Костина Е. Н., Кузнецова Н. Н, Датчики систем автоматического контроля и регулирования, Государственное научно-техническое издательство, 1959.

3. Харкевич А. А., Теория преобразователей, Госэнергоиздат 1948

4. Барсуков Ф. И., Максимов М. В., Радиотелеметрия, Воениздат, 1962.

5. Шумиловский Н Н, Мельтцер Л. В., Применение ядерных излучений в устройствах автоматического контроля технологических процессов, Госэнергоиздат. 1958.

6 Удалов Н. П. Полупроводниковые датчики, изд-во «Энергия», 1965.



# РАЗДЕЛ 20

# КОНСТРУИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ



СОДЕРЖАНИЕ



## 20-1. СТАДИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И РАЗРАБОТКИ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Проектирование и разработка радиоэлектронной аппаратуры серийного и массового производства имеют следующие стадии: подготовительная, эскизный проект, технический проект, разработка конструкторской и технологической документации, производство. Радиоинженер в основном принимает участие в работе только на первых трех стадиях.

*Подготовительная стадия* включает анализ технического задания заказчика, выполнение ориентировочных расчетов основных радиотехнических и конструкторских параметров изделия, уточнение, согласование и утверждение технического задания (ТЗ) ответственными представителями заказчика и разработчика. Одновременно с этим намечают основные пути (обычно несколько вариантов) решения поставленной задачи, заказывают необходимые материалы, полуфабрикаты или целые изделия субподрядным организациям и выполняют подбор необходимых материалов для проектирования.

***Эскизный проект*** включает выполнение всех необходимых теоретических расчетов, согласование выходных параметров изделия с психофизиологическими характеристиками оператора, выполнение эскизной компоновки отдельных элементов изделия и всего изделия в целом на объекте, изготовление макетов отдельных узлов, приборов или всей системы, однозначную формулировку технических условий на изделие в целом и составляющие его части, заказ необходимых типовых изделий, проведение теорети-

ческой или практической стыковки макетов. Все технические документы стадии эскизного проектирования имеют литер Э.

*Технический проект* включает: выполнение конструкторских макетов по чертежам соответствующих конструкторских подразделений с учетом требований системы чертежного хозяйства (СЧХ) и с применением типовых изделий, соответствующих техническим условиям, уточнение результатов, полученных на стадии эскизного проектирования, в основном по расчету электрических допусков, надежности, тепловых режимов и механической прочности; проверку нормальной работы изделия в комплексе с другими совместно работающими изделиями и устранение паразитных связей — электростатических, магнитных, электромагнитных, гальванических и тепловых; окончательную доводку изделия до полного соответствия нормам ТУ. Документы на этой стадии имеют литер Т.

## 20-2. ТЕХНИЧЕСКАЯ И КОНСТРУКТОРСКАЯ ДОКУМЕНТАЦИЯ

К технической документации относятся: нормали, каталоги, технологические карты, справочники и тому подобная литература; к конструкторской документации относятся чертежи, схемы, спецификации. Основой для таких документов являются различные ГОСТ («Чертежи в машиностроении», «Система чертежного хозяйства», «Буквенные и условные обозначения» и т. п.).

По нормам междуведомственной нормали системы чертежного хозяйства (МН СЧХ) выполняются все технические и конструкторские документы на изделия основного производства заводами и проектными организациями соответствующих отраслей радиоэлектроники и приборостроения.

Требования СЧХ обязательны для заказчиков, предприятий — разработчиков и предприятий — изготовителей изделий. При этом под изделиями понимают не только предметы производства, но и их составные части.

В СЧХ даны: понятия об изделиях и их классификация, понятия о конструкторских документах, о стадиях разработки и литерности документов, о применяемых изделиях и нормах при проектировании, о комплектности документов, о формах и форматах конструкторских документов (виды документов, заполнение основных и дополнительных граф на них, правила составления текстовых конструкторских документов, различных спецификаций, ведомостей, технических условий, инструкций, формуляров, паспортов, описей и перечней и т. п.)

Там же изложены правила и примеры выполнения и оформления чертежей и различных схем, даны условные графические и буквенные обозначения, принципы шифрации и классификатор различных конструкторских документов, а также правила учета, хранения и изменения конструкторских документов. Кроме технической литературы, разработчику необходимо пользоваться руководящими техническими материалами (РТМ), техническими описаниями (ТО), техническими условиями (ТУ) и другими ведомственными документами. Особенность таких документов и учтенных ГОСТ в том, что в них отделы нормалей и стандартов (ОНС) оперативно вносят текущие изменения и эти документы всегда соответствуют уровню достижений в данной области. Сведения, которые можно почерпнуть в обычной технической справочной литературе, почти всегда отстают от современного уровня развития техники.

Специальная техническая литература хранится в ОНС. Там имеются ГОСТ, нормали предприятия и отрасли, технические условия, справочники на электрорадиоэлементы, сведения об элементах конструирования, общетехнических нормах, о выполнении электромонтажных соединений, типовых технологических процессах, принятых на данном предприятии, альбомы типовых схем, модулей и микромодулей, различных элементов и деталей конструкций, радиаторов для охлаждения и т. п.

### Классификация изделий

В междуведомственной нормали СЧХ все изделия классифицируются по функционально-конструктивному признаку и делятся на девять классов. К 9, 8 и 7 классам относят д е т а л и, т. е. изделия, выполненные без применения сборочных операций (например, втулка, гайка, посеребренная контактная пружина, кусок провода или кабеля).

К 6 и 5 классам относятся у з л ы — разъемное или неразъемное соединение изделий, не имеющих, как правило, самостоятельного эксплуатационного назначения (например, пластмассовая ручка настройки, армированная металлической втулкой; безлюфтная шестерня и т. п.)

К 4, 3 и 2 классам относятся г р у п п ы и з д е л и й, п р и б о р ы (а п п а р а т ы, м а ш и н ы) и к о м п л е к т ы.

Группой называют изделия, не имеющие самостоятельного эксплуатационного значения, но выделяемые для самостоятельного производственного планирования при многократном применении (например, рубильники, механизмы передачи, шасси приемника с установленными на нем электрорадиоэлементами).

Приборами (аппаратами, машинами) называются разъемные или неразъемные соединения изделий, имеющих самостоятельное значение (например, приемник, телевизор, телефонный аппарат).

Комплект — это набор изделий, объединенных общностью эксплуатационного назначения или другими признаками (например, комплект запасных частей, инструментов или принадлежностей).

К I классу относятся системы (установки, станции), т. е. совокупность изделий, соединенных при эксплуатации механическими, электрическими, оптическими или другими видами связей и имеющая самостоятельное эксплуатационное назначение. Сложная система может состоять из более простых систем. Примеры систем: приемник с отдельным антенным устройством, рентгеновская установка, радиостанция.

К 0 классу относятся нормали отрасли.

Наряду с определениями СЧХ широкое распространение получили и такие термины, как элемент, модуль, блок, станция и ряд других.

Элементом называют часть какого-либо изделия. Этот термин часто используется для обозначения не только конструктивных элементов (уголок, скоба), но и электрических (резисторы, конденсаторы, трансформаторы), а также как более широкое определение части чего-либо (схемы, конструкции).

Модулем, микромодулем, макромодулем или функциональным узлом называют конструктивно и электрически законченное изделие, выполняющее какую-либо частную схемную функцию (триггер, мультивибратор, синхронизатор и т. п.). Часто имеют один или два размера фиксированными

Блок — часть сложной системы, смонтированная на общем шасси с другими блоками. Часто имеет два жестко ограниченных размера (ширина и длина) и нормированный ряд размеров по высоте, когда имеется общая стойка или шкаф с отдельными блоками.

Станция — комплекс приборов и устройств с общей электрической кабельной сетью для решения одной или нескольких самостоятельных тактико-технических задач (например, радиолокационная станция, гидроакустическая станция и т. п.).

### Конструкторская документация

Все технические и конструкторские документы делятся на эскизы, подлинники, дубликаты, оригиналы и копии.

Эскизы — документы временного действия, предназначенные для разового пользования. Обычно используются при изготовлении макетов и лабораторных образцов.

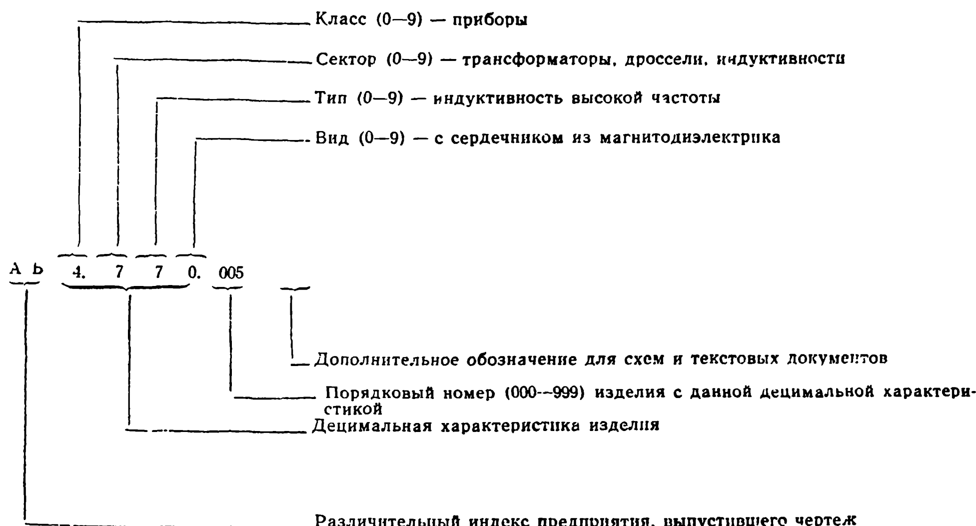
Оригиналы — документы, выполненные на любом материале и предназначенные для снятия с них подлинников. Обычно чертежи-оригиналы выполняют на различных видах чертежной бумаги или пергамина, а принципиальные и монтажные схемы — на миллиметровке, пергамине или чертежной бумаге.

Подлинники выполняют на материалах, позволяющих снятие с них свето- или фотокопий (кальки или негативы). Являются официальными документами с подлинными подписями ответственных лиц.

Дубликатами пользуются тогда, когда необходимо иметь несколько копий с одного и того же подлинника для разных предприятий.

Таблица 20-1

**Децимальный номер ВЧ катушки с сердечником из магнитодиэлектрика**




Варианты обозначений

Н4.770.005 — обозначение той же катушки, но нормализованной для ряда отраслей
НАБ4.770.005 — катушка, нормализованная только на предприятии АБ
АБ4.770.005СхЭ — схема электрических соединений в катушке АБ4.770.005
АБ4.770.005Сп — полный комплект документации на катушку

Копии — документы, изготовленные с подлинников или дубликатов и предназначенные для непосредственного использования в производстве или эксплуатации.

Для различения конструкторских документов им присваиваются специальные децимальные номера, по которым можно определить необходимые параметры документа и изображенного на нем или описанного в нем изделия без изучения самого документа. Сущность децимального номера и некоторые примеры иллюстрируются табл. 20-1.

Таким образом, децимальный номер изделия позволяет определить характер документа, его принадлежность, класс изделия, его основную характеристику и некоторые другие параметры. Выбор всех этих обозначений производится в соответствии с классификатором документов СЧХ.

Работник лаборатории чаще всего имеет дело с документами, имеющими следующие дополнительные буквенные обозначения:

НВ — чертеж наружного вида изделия, Г — габаритный чертеж изделия, СхБ — схема блочная (обычно для сложного прибора или системы), СхЭ — схема принципиальная электрическая, СхМ — схема монтажная, СхФ — схема функциональная, СхС — схема соединений, ТУ — технические условия, ТО — техническое описание, ПЗ — пояснительная записка, П — паспорт на изделие, Ф — формуляр.

Все подлинники и дубликаты конструкторских документов хранятся в архиве подлинников, копии — в архивах копий и центральном техническом архиве (ЦТА); выдача децимальных номеров, регистрация и учет применяемости документов производит бюро учета; все необходимые изменения вносятся в документы бюро или группой изменений, а размножение документов выполняет специальная мастерская.

При необходимости получения информации об авторских свидетельствах или патентах разработчик может обратиться в техническую библиотеку предприятия или в патентную библиотеку Комитета по делам открытий и изобретений. Там же можно получить текущую экспресс-информацию о новостях зарубежной и отечественной техники, каталоги и переводы различных статей, а также литературу ведомственных изданий.

## 20-3. СПОСОБЫ ВЫПОЛНЕНИЯ КОМПОНОВОЧНЫХ РАБОТ И ЭСКИЗОВ МОНТАЖНЫХ СХЕМ

### Виды компоновочных работ

Компоновка (лат. compone — складывать) — размещение элементов или их моделей на плоскости или в пространстве (в соответствии с принципиальной схемой). Компоновка может быть: аналитической, натурной, аппликационной, графической, модельной или номографической. Процесс компоновки предшествует разработке чертежей в КБ.

*Аналитическая компоновка* основана на расчете требуемых геометрических размеров устройства по данным соответствующих таблиц, габаритных чертежей отдельных устройств или элементов (резисторы, конденсаторы и т. п.).

Последовательность выполнения аналитической компоновки следующая. В соответствии с нормалями на монтаж аппаратуры данного класса определяют значения установочных объемов элементов $V_{уст}$ (объем параллелепипеда, описанного вокруг данного элемента, размеры сторон которого выбраны из условия нормального монтажа элемента). Затем вычисляют объем кожуха блока или узла и т. п. (без учета выступающих частей)

$$V_{бл} = \frac{1}{K_{зап}} \sum_{i=1}^{n} V_{уст\,i}, \qquad (20\text{-}1)$$

где $V_{бл}$ — объем внутренней части кожуха блока (без учета расположенных снаружи разъемов, ручек и т. п.);
$K_{зап}$ — коэффициент, характеризующий возможность практического заполнения (укладки) элементов данного типа в такой аппаратуре (табл 20-2);
$V_{уст\,i}$ — установочные значения объемов $i$-х элементов.

Значения $V_{уст}$, как правило, заметно больше $V_{физ}$ элемента (равного объему жидкости, вытесненному данным элементом).

Для устройств, в которых элементы располагаются на плате, чаще пользуются коэффициентами использования поверхности платы (подложки). В этом случае расчет ведется по формуле

$$S_{пл} = K_{исп} \sum_{i=1}^{n} S_{уст\,i}, \qquad (20\text{-}2)$$

где $S_{пл}$ — величина поверхности платы;
$K_{исп}$ — коэффициент использования поверхности платы, (обычно лежит в пределах 2—3);
$S_{уст\,i}$ — величина установочной площади $i$-го элемента (определяется аналогично $V_{уст}$).

*Натурная компоновка* может выполняться тремя способами Первый способ состоит в определении общего объема простым суммированием объемов элементов путем укладки их в коробку подходящего размера и введением необходимого поправочного коэффициента. Второй способ — это выполнение компоновочного макета сразу в том виде, в каком он представляется разработчику. Третий способ состоит в сборке макета, соответствующего только принципиаль-

Таблица 20-2

**Значения коэффициентов заполнения $K_{зап}$ и объемного веса $G$ для радиоаппаратуры**

| Назначение аппаратуры | Стационарная | | Возимая и носимая | | Для летательных аппаратов | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | $G$, кг/дм³ | $K_{зап}$ | $G$, кг/дм³ | $K_{зап}$ | $G$, кг/дм³ | $K_{зап}$ |
| Передающая | 0,4—0,7 | 0,2 | 0,6—0,7 | 0,4 | 0,8—1,0 | 0,6—0,7 |
| Приемная | 0,4—0,5 | 0,4 | 0,6—0,8 | 0,5 | 0,8—1,0 | 0,7—0,8 |
| Релейная | 0,6—0,7 | 0,7 | 0,7—0,9 | 0,7 | 1—1,2 | 0,8—0,9 |
| Выпрямительная | 0,8—1,0 | 0,5 | 0,7—0,9 | 0,6—0,7 | До 1,6 | До 1 |

ной схеме устройства, а не ее возможной или необходимой компоновке.

*Аппликационная компоновка* выполняется с помощью аппликаций из тонкого картона, плотной бумаги, миллиметровки, вырезанных по контуру детали в соответствующем масштабе, или выполненных на прямоугольных листах из пергамина. Количество необходимых проекций зависит от детали. На аппликациях необходимо наносить центры крепления, монтажные точки и лепестки, крайние положения движущихся частей, указания по полярности и цоколевке.

Этот способ широко распространен среди работников конструкторских бюро и лабораторий, связанных с разработкой и компоновкой различных релейных, выпрямительных, передающих и различных электронных устройств, к компоновке элементов которых предъявляются не очень строгие требования, а также как предварительный этап компоновки устройств, в которых требования к компоновке очень жестки, например, приемных и усилительных устройств с большим усилением. Заключительным этапом такой компоновки будет натурная с проверкой соответствия параметров требуемым.

*Графическая компоновка* заключается в выполнении компоновочных эскизов, рисунков или чертежей. Эта компоновка очень трудоемка, так как требует точного соответствия изображений масштабу, может выполняться на чертежной бумаге или миллиметровке (последнее предпочтительнее, так как проще выдержать масштаб изображения). Ластик для снятия неправильных линий надо брать самый мягкий, иначе при работе на миллиметровке после двух-трех прикидок стираются линии координатной сетки.

Метод графической компоновки используется в основном для демонстрационных чертежей на стадии эскизного проектирования, при выполнении монтажных чертежей или схем, при компоновке различных механизмов и редукторов. Для компоновочных эскизов часто используют разноцветные карандаши, чтобы легче выделить элементы, расположенные в разных проекциях или в разных плоскостях.

*Модельная* компоновка используется в наиболее сложных случаях: компоновка ответственных схем, компоновка органов управления и контроля, выполнение макетов различных изделий, необходимых для компоновочных работ на объекте, и т. п. Модели можно выполнять двух типов — в виде полностью соответствующих готовым изделиям по форме, размерам, а часто и по тепловыделению элементов и в виде фигур, соответствующих только в первом приближении формам моделируемых элементов. Такие модели могут быть выполнены в виде различных цилиндров, конусов, пирамид, прямоугольников или различных их комбинаций из картона, пластилина, фанеры, дерева, пенопласта и других материалов. Модели и компоновочные платы дол-

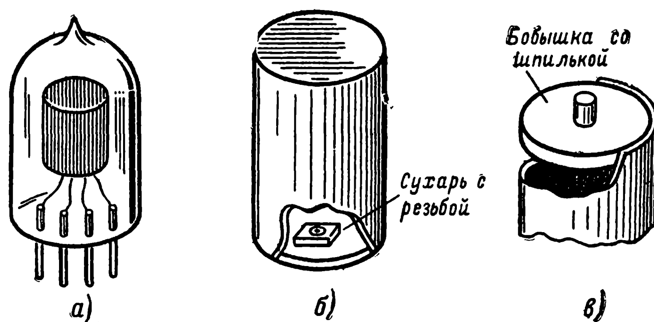



Рис. 20-1. Принцип устройства модели лампы.

*а* — лампа; *б* — модель и ее крепление сухарем; *б* — бобышка со шпилькой.

жны иметь приспособления для крепления (рис. 20-1). Оси симметрии и центры крепления надо отмечать яркими красками или тушью. Платы для компоновки можно делать из картонных, фанерных или плексигласовых пластин с координатными сетками соответствующих масштабов. Очень удобны прозрачные платы, которые позволяют лучше оценить компоновку данного изделия.

В случае компоновки рабочих мест операторов этот способ является единственно возможным для проверки правильности принятого решения.

*Номографическая* компоновка выполняется не с численными значениями установочных объемов, а с их зашифрованными величинами, все операции с которыми выполняются с использованием номограмм. В этом случае расчеты заменяются соответствующими построениями на номограммах [Л. 1].

Компоновочная схема функционального узла (ФУ) является основой его конструкции, так как именно расположением элементов схемы определяются паразитные связи, тепловые режимы, удобство выполнения и эксплуатации изделия. Компоновочный эскиз является основой для разработки монтажной схемы ФУ. Последовательность выполнения компоновочных эскизов зависит от конструкции электромонтажных соединений.

## Составление монтажно-компоновочных эскизов

Рассмотрим несколько существующих способов составления монтажных схем на примере каскодного усилителя (по схеме на рис. 20-2).

*Печатный монтаж, одна пайка в данную точку.* Выделяем сначала на схеме все входные, выходные точки и точки питания и нумеруем их порядковыми номерами. Затем нумеруем все остальные монтажные точки. Последовательность нумерации безразлична. Можно вообще не выделять входные, выходные и другие соединительные точки специальными обозначениями и нумеровать их по порядку номеров. Затем перечерчиваем принципиальную схему так, чтобы в каждой монтажной точке можно было поместить условное изображение монтажного проводника с точками пайки. В этом случае каждая монтажная точка будет иметь двойную нумерацию: номер данного монтажного соединения и номер (или буквенный шифр) соединительного проводника. Такая схема усилителя показана на рис. 20-3. Затем методом последовательных приближений по методике, описанной ранее, выполняем компоновку элементов и монтажных проводников. Если в схеме имеются контрольные точки, то их надо учитывать, так же как и точки пайки. Вид сверху и снизу на монтажный эскиз печатной платы каскодного видеоусилителя показан на рис. 20-3, *б* и *в*.

*Навесной монтаж, две пайки в одну точку,* не считая соединительных перемычек. Нумерацию точек производят аналогично рассмотренному ранее примеру. Если компоновка элементов схемы выполняется на стандартных монтажных платах, то графическую компоновку можно выполнить не с моделями элементов, а с их условными

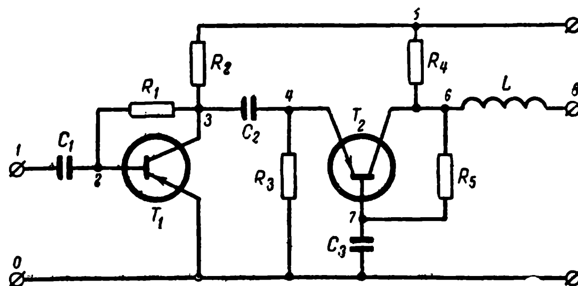



Рис. 20-2. Схема каскодного усилителя видеочастоты с разметкой монтажных точек.

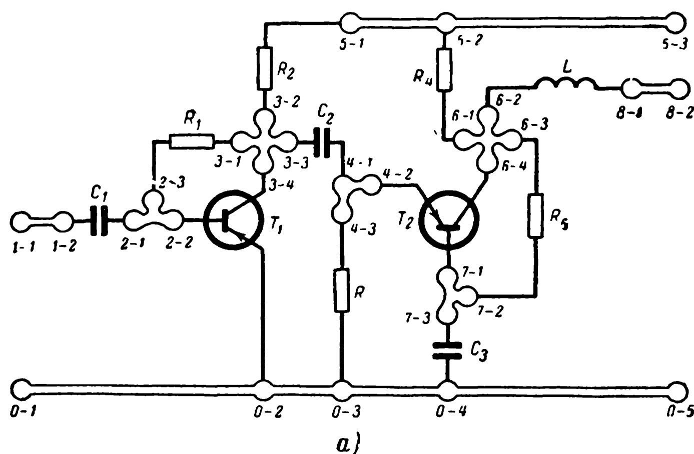
изображениями. Перечертим принципиальную схему с указанием количества паяных соединений и обозначением монтажных точек (рис. 20-4, *а*). Рассмотрев различные варианты компоновки элементов и выбрав наивыгоднейший, составляем монтажные эскизы (рис. 20-4, *б* и *в*). Оба эти примера относятся к составлению монтажных эскизов схем, в которых соединительные проводники можно легко проследить. В случае жгутового соединительного монтажа последовательность составления монтажных эскизов будет другой.

*Жгутовой соединительный монтаж.* Принцип жгутового монтажа рассмотрим на примере одного проводника сложной схемы. Условное изображение части сложной схемы из шести отдельных узлов, имеющих общий соединительный проводник, приведено на рис. 20-5, *а*. Если компоновка элементов устройства соответствует расположению их на принципиальной схеме, то достаточно нарисовать эскиз их соединения так, как это сделано на рис. 20-5, *б*. В реальных условиях такое положение может встретиться только как исключение. Чаще монтажная схема имеет вид, аналогичный рис. 20-5, *в*. Поэтому, прежде чем выполнять нумерацию отдельных участков каждого соединительного проводника, необходимо учесть взаимное положение соединяемых блоков по компоновочному эскизу. После этого выполняется окончательная нумерация соединительных проводников и составляется таблица соединений или таблица проводов.

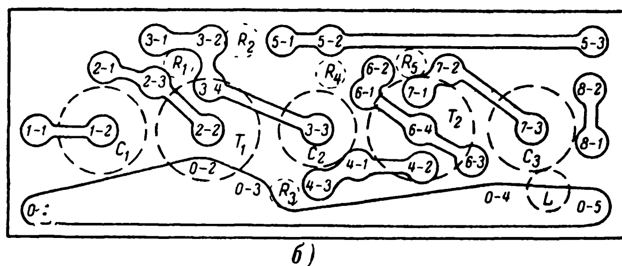
Шифровать проводники можно тремя способами: обезличенной оцифровкой (как

Таблица 20-3

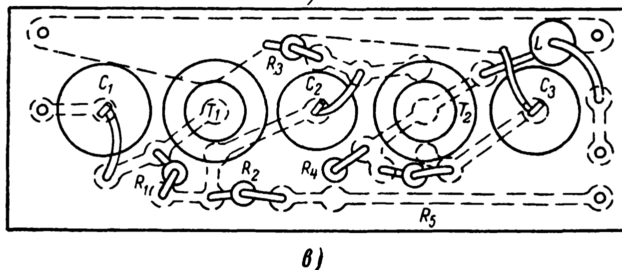
| Шифры на концах проводников | | | | | Откуда идет | Куда поступает |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Обезличенный | | Адресный | | Цветовой | | |
| 1-1 | 1-1 | Б-2 | А-1 | Красный | Блок *А*, контакт *1* | Блок *Б*, контакт *2* |
| 1-2 | 1-2 | В-3 | Б-2 | Зеленый | Блок *Б*, контакт *2* | Блок *В*, контакт *3* |
| 1-3 | 1-3 | Г-5 | В-3 | Желтый | Блок *В*, контакт *3* | Блок *Г*, контакт *5* |
| 1-4 | 1-4 | Е-10 | Г-5 | Синий | Блок *Г*, контакт *5* | Блок *Е*, контакт *10* |
| 1-5 | 1-5 | Д-8 | Е-10 | Белый | Блок *Е*, контакт *10* | Блок *Д*, контакт *8* |




а)



б)

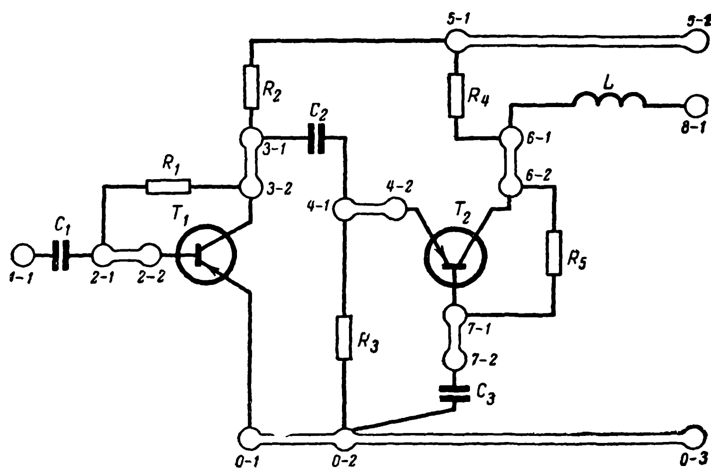


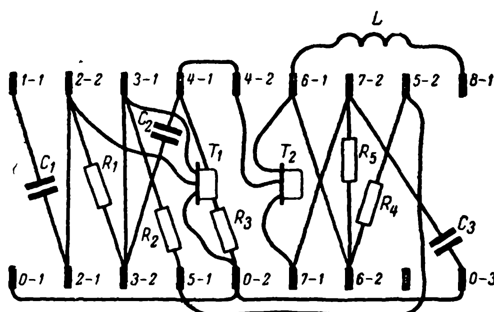
в)

Рис. 20-3. Принципиальная схема каскодного усилителя рис. 20-2 с указанием промежуточных соединительных проводников.

*а* — при одной пайке в данную точку; *б* — вид на монтаж; *в* — вид на детали усилителя.

в рассмотренном примере), сокращенным обозначением адреса (с указанием блока и детали) и цветом. Способы записи проводов приведены в табл. 20-3. В практике работы со сложными схемами, когда желательно пользоваться только принципиальной схемой, без дополнительного изучения монтажной схемы, самой удобной является адресная система шифра проводов, при которой на бирке проводника в данной точке пайки указывается «адрес» его следования. Дополнительные удобства дает применение цветных монтажных проводов. Значительно облегчает выполнение мон-



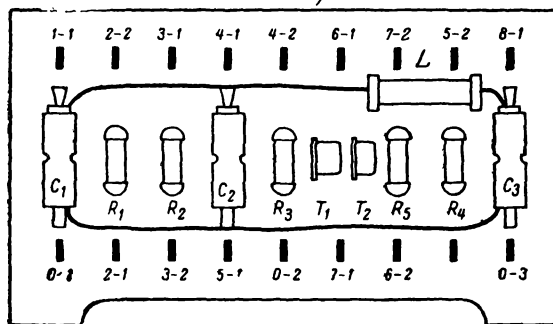




Рис. 20-4. Принципиальная схема каскодного усилителя рис. 20-2 с указанием промежуточных соединительных проводников.
*а* — при двух пайках в данную точку (без учета перемычек); *б* — схема компоновки элементов; *в* — условное изображение монтажной платы.

тажных схем применение цветных карандашей и пергамина. В этом случае пергамин накладывается на эскиз принципиальной схемы и цветными карандашами (соответствующими расцветке монтажных проводов) рисуют соединительные проводники.

Следует отметить, что составление монтажных схем, особенно со жгутовым монтажом, требует определенного навыка и может быть выполнено (так же как и компоновка элементов) с помощью методов последовательного приближения.

## 20-4. ПАРАЗИТНЫЕ СВЯЗИ

Кроме необходимых связей, определяемых принципиальной схемой, в любой реальной конструкции всегда существуют различные **паразитные связи**, препятствующие или даже нарушающие нормальную работу аппарата. Причиной появления таких связей служит разброс сопротивлений резисторов, емкости конденсаторов и индуктивности катушек, а также паразитные связи, возникающие из-за

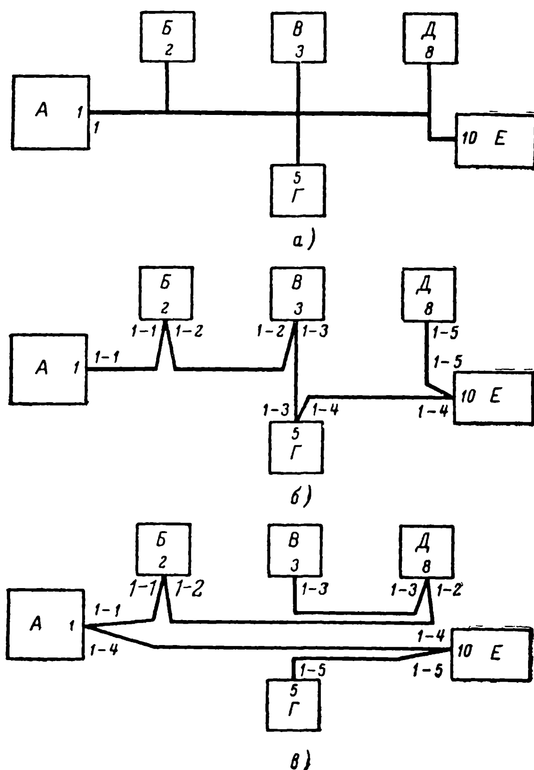



Рис. 20-5. Последовательность составления монтажной схемы (для одного проводника) при жгутовом монтаже.

*а* — функциональная схема; *б* — оцифровка соединительных проводников с учетом принципиальной схемы и правильного компоновочного эскиза конструкции; *в* — при неправильном выборе путей прокладки проводников.

конечной величины сопротивления соединительных проводов и нежелательных взаимодействий между элементами схемы при их соединении в реальное устройство.

В общем случае всегда можно выделить источник напряжения (или тока) наводки, элементы связи и приемник наводимого напряжения (тока). Напряжение наводки:

$$U_н = E_н \frac{\dot{Z}_{общ}}{\dot{Z}_н + \dot{Z}_{общ}}, \qquad (20\text{-}3)$$

где $E_н$ — величина напряжения наводки;

$\dot{Z}_н$ — полное комплексное сопротивление наводки;

$\dot{Z}_{общ}$ — полное комплексное сопротивление связи;

$U_н$ — величина наводимого напряжения.

Зная величину напряжения наводки и сопротивление наводки, можно вычислить ток наводки, важный при рассмотрении транзисторных схем.

## Виды паразитных связей

Рассмотрим отдельно резистивные, емкостные и индуктивные паразитные связи и способы борьбы с ними, хотя в реальных устройствах все эти виды связей существуют совместно. Значения сопротивлений, емкостей и индуктивностей для некоторых проводников длиной 100 *мм* в монтажной схеме приведены в табл. 20-4.

Таблица 20-4

**Сопротивление и индуктивность монтажных проводов**

| Диаметр проводника, *мм* | Сопротивление, *ом* | Индуктивность, *мкгн* |
|---|---|---|
| 0,1 | 0,22 | 0,14 |
| 0,5 | 0,01 | 0,12 |
| 1,0 | 0,002 | 0,1 |

**Емкость между монтажным проводником и шасси, *пф***

| Диаметр проводника, *мм* | Расстояние от шасси, *мм* | | |
|---|---|---|---|
| | 1 | 10 | 100 |
| 0,1 | 1,5 | 0,9 | 0,7 |
| 0,5 | 2,7 | 1,4 | 0,8 |
| 1,0 | 4 | 1,6 | 0,9 |

**Емкость между монтажными проводами, *пф***

| Диаметр проводника, *мм* | Расстояние между проводниками, *мм* | | |
|---|---|---|---|
| | 2 | 10 | 50 |
| 0,1 | 0,75 | 0,5 | 0,04 |
| 0,5 | 1,4 | 0,75 | 0,05 |
| 1,0 | 2,0 | 0,9 | 0,06 |

*Резистивные связи* появляются из-за применения соединительных проводников, имеющих большое сопротивление. Возможны три варианта таких связей: 1) из-за сопротивления монтажных лепестков (общие участки соединения с шасси), (рис. 20-6,*а*); 2) вследствие блуждающих токов в шасси (рис. 20-6,*б*); 3) в результате наличия общих проводников в цепях питания (рис. 20-6,*в*).

Рассмотрим для примера первый вариант. Участок от шасси до места пайки ($Z_{общ}$) из-за значительной длины монтажного лепестка (или перемычки) будет действовать как общее паразитное сопротивление для источника и приемника наводок.

*Емкостные связи.* Если имеются какие-либо два проводника *А* и *В*, удаленные от общего для них металлического шасси, и в проводнике *А* содержится напряжение наводки $E_н$ (рис. 20-7,*а*), то из-за емкости между проводами $C_{пар}$ в проводнике *В* появится наводимое напряжение

$$U_н = E_н \frac{C_{пар}}{C_{пар} + C_в}. \qquad (20\text{-}4)$$

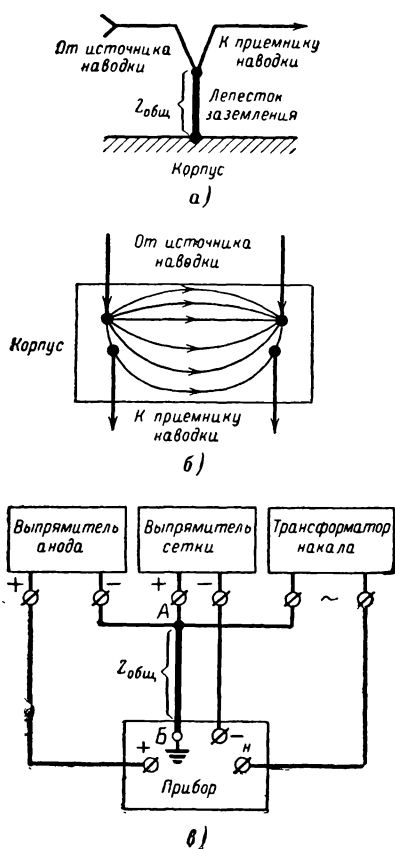



Рис. 20-6. Варианты паразитных связей из-за участков с общим омическим сопротивлением.

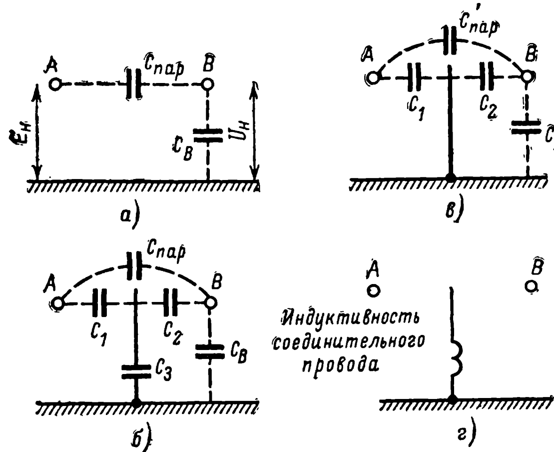



Рис. 20-7. Паразитная емкостная связь между проводниками.

*а* — без экрана между проводами; *б* — с экраном, не соединенным с корпусом; *в* — с экраном, соединенным с корпусом; *г* — при значительной индуктивности соединительного провода.

Если между этими двумя проводами установить экран (рис. 20-7, *б*), который будет иметь какую-то емкость $C_3$ на землю, то напряжение в проводнике *B* будет равно:

$$U_н = E_н \frac{C_1 C_2}{(C_1 + C_3)(C_в + C_2)}. \qquad (20\text{-}5)$$

Если емкость $C_3$ мала по сравнению с емкостью $C_1$, то экран будет увеличивать напряжение наводки в точке *B*. При увеличении емкости $C_3$ до бесконечности (надежное соединение с корпусом, рис. 20-7, *в*) наводимое напряжение в проводнике *B* будет уменьшаться и может быть определено по приближенной формуле

$$U_н \approx E_н \frac{C'_{пар}}{C_2 + C_в}. \qquad (20\text{-}6)$$

Если соединительный проводник от экрана (рис. 20-6, *г*) будет иметь индуктивное сопротивление, сравнимое с емкостными сопротивлениями экранируемой цепи, то такой проводник нарушит экранирование цепи.

Величины паразитных емкостей в формулах (20-4), (20-5), (20-6) можно вычислить так:

$$C_1 = \frac{l_1}{4{,}14 \lg \frac{4h}{d}}; \qquad C_2 = \frac{l_2}{8{,}27 \lg \frac{2a}{d}};$$

$$C_3 = \frac{\varepsilon l_3}{4{,}14 \lg \frac{D}{d}},$$

где $C_1$ — емкость между круглым проводником и металлической плоскостью больших размеров, *пф*;
$l_1$ — длина проводника, *см*;
$h$ — расстояние от центра проводника до плоскости, *мм*;
$d$ — диаметр проводника, *мм*;
$C_2$ — емкость между двумя проводниками круглого сечения и без изоляционной оболочки, *пф*;
$l_2$ — длина меньшего проводника, *см*;
$a$ — расстояние между центрами проводников, *мм*;
$C_3$ — емкость экранированного проводника, концентрически расположенного в экране при небольших расстояниях между экраном и проводником, *пф*;
$\varepsilon$ — диэлектрическая проницаемость изолятора;
$l_3$ — длина экранирующей трубки, *см*;
$D$ — диаметр внутренней трубки или диаметр наружной изоляции, *мм*.

*Индуктивные связи* наиболее часто возникают между катушками индуктивности без магнитных сердечников. При применении бронированных сердечников из ферритов можно обойтись вообще без экранов даже при близко расположенных контурах.

Величина индуктивной связи между двумя круглыми проводниками, располо-

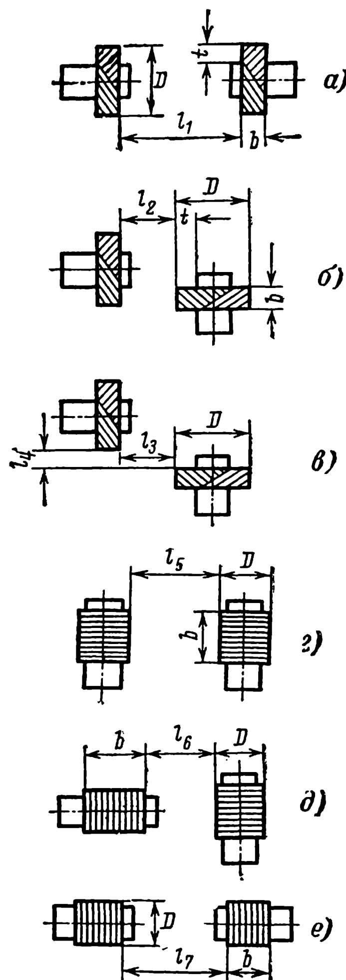



Рис. 20-8. Варианты взаимного расположения катушек индуктивности.

женными параллельно, может быть определена по приближенной формуле

$$M = 4{,}6 \cdot 10^{-3} \lg \frac{2l}{a},$$

где $M$ — величина паразитной взаимоиндукции, *мкгн*;

$l$ — длина проводника, *мм*;

$a$ — расстояние между центрами проводников, *мм*.

Формула верна при $l \gg a$.

При различном расположении катушек индуктивности без сердечников величина минимальной связи между ними будет при следующих условиях (рис. 20-8):

для варианта по рис. 20-8, *а*

$$l_1 > 4D\left(1 - \frac{b}{D}\right)\left(1 + \frac{t}{D}\right)$$

$$\text{при } b \leqslant 0{,}5D; \qquad (20\text{-}7)$$

для варианта по рис. 20-8, *б*

$$l_2 > 2D\left(1 + \frac{b}{D}\right)\left(1 + \frac{t}{D}\right) \qquad (20\text{-}8)$$

$$\text{при } t < 0{,}5D > b;$$

для варианта по рис. 20-8, *в*

$$\sqrt{l_3^2 + l_4^2} > 2D \qquad (20\text{-}9)$$

$$\text{при } l_3 \approx l_4;$$

для варианта по рис. 20-8, *г*

$$l_5 > 4D\left(1 + \frac{b}{D}\right); \qquad (20\text{-}10)$$

для варианта по рис. 20-8, *д*

$$l_6 > 3D - \frac{b}{D}$$

$$\text{при } b \geqslant D; \qquad (20\text{-}11)$$

для варианта по рис. 20-8, *е*

$$l_7 > 4D - b$$

$$\text{при } 2D > b > 0{,}5D. \qquad (20\text{-}12)$$

Величины паразитных индуктивностей проводников можно взять из табл. 4.

### Различные способы экранирования

Кроме развязывающих и фильтрующих цепей, для уменьшения паразитных связей используют различные виды экранов. Экранирование, при котором за пределами данного объема невозможно обнаружить паразитное излучение известными способами, — задача очень трудная и применяется в основном для различных измерительных приборов.

*Для экранирования электрического поля* надо применять металлические перегородки, надежно соединенные с корпусом прибора. Так как величина паразитных емкостей незначительна, то невелик и ток в экране, и поэтому в первом приближении эффективность экранирования электрического поля не зависит от толщины экрана. Узкие отверстия и щели (если они малы по сравнению с длиной волны) незначительно влияют на экранирующие свойства экрана.

*От воздействия постоянного и медленно изменяющегося магнитного поля* можно защититься с помощью сплошных экранов из материала с высоким значением $\mu$ (рис. 20-9). Такой способ экранирования называют шунтированием магнитного поля.

В случае применения диамагнитных материалов вытеснение магнитного поля происходит вследствие индукции и появ-

ления в экране вихревых токов (рис. 20-10). Из-за поверхностного эффекта глубина проникновения токов в экран зависит от частоты. Однако на частотах выше 1 *Мгц* для эффективного экранирования магнитных полей можно применять любой материал толщиной 0,5—1,5 *мм*, а на высоких частотах (выше 10 *Мгц*) можно применять даже пленки толщиной 30—100 *мк*. Применение стали для такого рода экранов вносит потери.

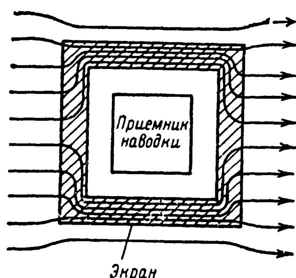



Рис. 20-9. Экранирование при помощи ферромагнитного экрана.

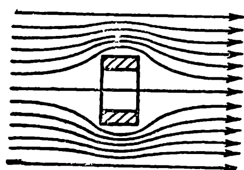


Рис. 20-10. Экранирование при помощи диамагнитного экрана.

Следует иметь в виду, что эффективность ***электрического экрана*** очень сильно зависит от величины переходного сопротивления между экраном и корпусом и от частоты, тогда как для ***магнитного экрана*** соединение с корпусом на эффективность экранирования не влияет, а необходимая толщина экрана обратно пропорциональна частоте переменного напряжения. Хотя внутри идеального проводника невозможно существование электрических и магнитных полей, при наличии отверстий в экранах могут возникнуть блуждающие токи. Этими токами можно пренебречь, если отверстия или щели расположены поперек магнитного поля и размеры их не превышают 0,01 λ.

Различные развязывающие и экранирующие устройства показаны на рис. 20-11. Емкостно-резистивную развязывающую цепочку применяют для сравнительно низких частот (рис. 20-11, *а*). При повышении рабочей частоты до десятков мегагерц целесообразнее применять индуктивно-емкостные фильтры (рис. 20-11, *б*), в которых индуктивность образуется благодаря нескольким ферритовым трубочкам, надетым на проводник, а емкостная составляющая — за счет емкости проходного конденсатора.

Электрическое экранирование проводника, изображенное на рис. 20-11, *в*, сделано неправильно, так как из-за значительной длины проводника, соединяющего экранирующую оболочку с шасси, в цепь вводится значительная индуктивность. Правильное присоединение экрана к корпусу изображено на рис. 20-11, *г*.

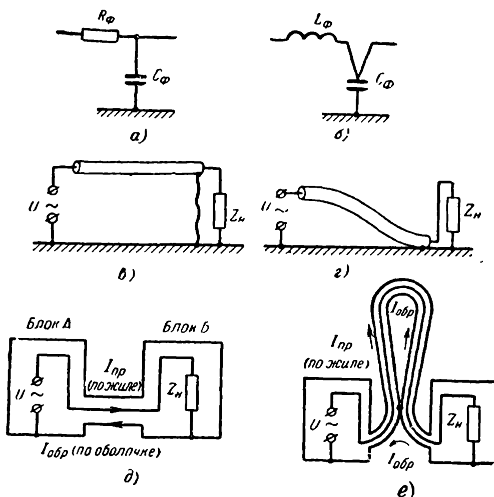



Рис. 20-11. Различные развязывающие и экранирующие устройства.

*а* — *RC*-фильтр; *б* — индуктивно-емкостный фильтр для повышенных частот с проходным конденсатором; *в*, *г* — экранирование проводника неправильное и правильное; *д*, *е* — экранирование магнитного поля блоков *А* и *Б* правильное и неправильное.

Соединение двух экранированных блоков *А* и *Б* надо произвести, как изображено на рис. 20-11, *д*, при этом соединительный экранированный провод не должен иметь промежуточного соединения (рис. 20-11, *е*), так как при этом нарушится равенство токов $I_{пр}$ и $I_{обр}$ и потоков $Ф_{пр}$ и $Ф_{обр}$

$$Ф_{пр} - Ф_{обр} \neq 0, \qquad (20\text{-}13)$$

а следовательно, и экранирующие свойства оплетки.

Если применяют катушки индуктивности без ферромагнитных сердечников, то для их экранирования необходимо применять экраны, размеры которых соответствуют выражениям:

$$D_{экр.мин} = 2D_{кат}; \quad l_{экр.мин} = l_{кат} + D_{кат};$$
$$3D_{кат} > l_{кат} > D_{кат}. \qquad (20\text{-}14)$$

При этом индуктивность уменьшится на 15—20%, а добротность — на 5—10% (при начальном значении $Q = 100$). Размеры катушки, круглого и прямоугольного экранов, соответствующие приведенным выше значениям, показаны на рис. 20-12.

Трансформаторы питания и низкочастотные трансформаторы экранируют лентой из кремнистой стали, что снижает поле помех на 5—8 *дб*. Однослойный пермаллоевый экран снижает поле помех до 30 *дб*, двухслойные пермаллоевые экраны с воздушным зазором — до 50—70 *дб* и двухслойные пермаллоевые экраны с медной сердцевиной ослабляют паразитное поле

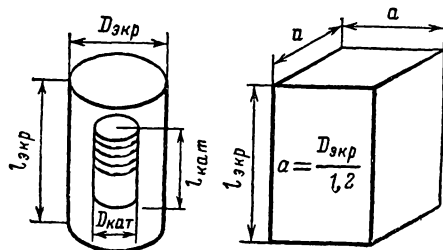



Рис. 20-12. Рекомендуемые соотношения размеров для круглого и прямоугольного экранов.

внутри экрана до 75—90 *дб*. Для обычных трансформаторов питания достаточно эффективным средством уменьшения поля трансформатора является применение алюминиевого витка поверх катушки и сердечника. Его можно рассматривать как часть двухслойного экрана магнитопровод — виток.

Особенно тщательно надо выбирать параметры и конструкцию различных многозвенных фильтров. Если ни одним из перечисленных выше способов не удается устранить паразитные связи, то приходится изменять компоновку элементов принципиальной схемы.

## 20-5. ВЛИЯНИЕ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ПАРАМЕТРЫ АППАРАТОВ И ИХ ЭЛЕМЕНТОВ

В процессе эксплуатации радиоэлектронной аппаратуры происходит изменение ее выходных параметров из-за воздействия окружающей среды. На аппаратуру влияет изменение температуры, давления и влажности, ветер и различные виды осадков, солнечная и проникающая радиация, различные биологические среды, (грибки, плесень), механические воздействия.

Кроме того, изменение параметров происходит в зависимости от условий хранения и эксплуатации, режимов работы и естественного старения элементов и самой аппаратуры.

### Климатические зоны

Одним из главных факторов окружающей среды являются климатические условия (климат). Под климатом понимают типичные за продолжительный период времени (20—30 лет) совокупности метеорологических характеристик. По климатическим характеристикам земной шар можно разделить на следующие зоны: умеренная, холодная, сухая, влажная тропическая и субтропическая и высотная.

*Зона умеренного климата.* Как исключение могут отмечаться температуры ниже —30 и выше +35° С и значения относительной влажности 80% при температурах выше +20° С. Климатические условия умеренной зоны послужили основой для выработки характеристик нормальных климатических условий:

| | |
|---|---|
| Температура окружающего воздуха . . . . . . . . . | 20 ± 5°C |
| Атмосферное давление . . | 750 ± 30 *мм рт.ст.* |
| Относительная влажность воздуха . . . . . . . . | 65 ± 15% |
| Механические воздействия . | отсутствуют |

*Зона холодного климата.* Средние значения максимальных температур от —55° до +30° С, хотя в некоторых областях возможно длительное значение отрицательной температуры до —70° С. Средняя максимальная влажность 80% при +20° С, сильный ветер до 6 *м/сек* и более, обледенение и иней.

*Зона сухого климата.* Перепад температур в течение суток до 40° С, песчаные бури, значительная запыленность воздуха и солнечная инсоляция, относительная влажность около 20% (может падать до нуля), отсутствие конденсации влаги.

*Зона влажного тропического и субтропического климата* характеризуется повышенной относительной влажностью—до 95% при температуре +35° С, частыми конденсациями влаги, грозами, интенсивным воздействием биологических факторов. Возможно изменение температуры в пределах от —10 до +45° С (максимальные значения) в течение года.

*Зона высотного климата* характеризуется пониженным атмосферным давлением, значительными перепадами температур при смене времени суток, пониженными температурой и влажностью, увеличением инсоляции и резким снижением запыленности.

Следует иметь в виду, что диапазон изменения различных параметров той или иной климатической зоны может изменяться в очень широких пределах. Поэтому, кроме знания зоны, надо иметь численные значения максимальных средних, максимальных, минимальных средних, минимальных и средних значений метеорологических параметров и их временнýю характеристику. Значительные изменения климатических параметров, протекающие с небольшой скоростью, оказывают, как правило, намного меньшее влияние, чем быстропротекающие.

### Влияние влаги

Все тела в атмосфере нормальной влажности покрыты очень тонкой пленкой жидкости толщиной от 0,01 до 0,001 *мк*. Из-за

малых размеров молекулы воды (2,7 Å) и малой вязкости влага может проникать даже в межмолекулярные промежутки сложных неорганических соединений. При этом происходит механическое разрушение изоляционных материалов, уменьшение поверхностного и объемного сопротивлений, уменьшение добротности катушек (до 40%) и пробивного напряжения конденсаторов. Металлы и их сплавы корродируют, что вызывает механическое разрушение деталей и значительное падение величин проводимостей переходных поверхностных контактов. При относительной влажности менее 30% коррозия практически отсутствует.

Для защиты от влаги используют пропитку, заливку, обволакивание, гидрофобизацию, гальванохимические и лакокрасочные покрытия.

Наиболее эффективным способом защиты не только от воздействия влаги, но и других факторов будет герметизация как отдельных элементов, так и целых блоков и приборов.

*Пропитка.* Пропитке подвергаются различные детали и узлы, выполненные из волокнистых электроизоляционных материалов с пористой структурой (каркасы катушек, монтажные платы, планки и колодки, трансформаторы, дроссели и контурные катушки низких, высоких и промышленных частот). Пропитку выполняют различными жидкими нефтяными, синтетическими или растительными маслами, отвердевающими природными и синтетическими смолами, масляными лаками, водными эмульсиями, восками и битумами. Эти материалы имеют диапазон рабочих температур от —70 до +200° С, тангенс угла диэлектрических потерь от 0,0001 до 0,004 при объемном сопротивлении от $10^{10}$ до $10^{14}$ *ом·см* и поверхностном от $10^{13}$ до $10^{16}$ *ом.*

Для пропитки катушек трансформаторов, реле и дросселей применяют масляный лак № 447, для пропитки высокочастотных катушек — глифталевый лак ГФ-95 и винифлексовый лак ВЛ-7, для защиты печатного и объемного монтажа — лак СБ-1с.

*Заливка.* При заливке лаки, смолы или компаунды заполняют свободное пространство между деталями, узлами и другими элементами и их защитными или технологическими кожухами. Это позволяет не только улучшить электрические характеристики, но и повысить механическую прочность устройств. Чаще всего применяют компаунды типа КГМС и различные модификации эпоксидных смол. Эти материалы допускают работу в диапазоне температур от —60 до +150° С, имеют тангенс угла диэлектрических потерь в пределах 0,01—0,1 и значение объемного сопротивления $10^{10}$—$10^{15}$ *ом·см.* Применяя заливочные материалы, надо помнить, что диэлектрическая проницаемость элементов может увеличиться в 4—7 раз; кроме того, появляются значительные механические напряжения и химические взаимодействия между материалами элемента и заливки. Большинство заливочных материалов пригодно для работы только на низких частотах (до нескольких килогерц).

*Обволакивание.* При обволакивании на поверхности изделия образуется покровная пленка, которая способна создать кратковременную влагозащиту (до 100 *ч*). Наилучшими материалами для обволакивания служат полипропилен и полиэтилен. При длительном воздействии влажной среды обволакивание не может служить надежной влагозащитой.

*Гидрофобизацией* называется нанесение на поверхность различных изделий защитных пленок кремнийорганических соединений с высокой гидрофобной (водоотталкивающей) способностью и очень плохой смачиваемостью. Наилучшими защитными свойствами обладает гидрофобная жидкость ГЖК-94.

*Гальванохимические покрытия* объединяют большое количество металлических и окисных пленок, наносимых различными способами на основание. Покрытия разделяются на защитно-декоративные, защитные и специальные (в основном для повышения электропроводности) и наносятся способами распыления, вжигания, оксидирования и фосфатирования и в гальванических ваннах.

Гальванические способы покрытия имеют наибольшее применение и делятся на катодные и анодные. У катодных покрытий электрохимический потенциал металла покрытия в данных условиях (среде) более положителен, чем основного металла, и поэтому такое покрытие имеет только механические защитные свойства — до первого нарушения целостности защитной пленки. У анодных покрытий потенциал металла покрытия более отрицателен, чем основного металла, поэтому, кроме механической, это покрытие служит электрохимической защитой основного материала, которая существует и при нарушении механической целостности защитного покрытия.

К способам анодного покрытия стальных деталей в нормальных атмосферных условиях относится цинкование, в условиях испарений морской воды — кадмирование.

Для улучшения электропроводности применяют серебрение контактов, трущиеся части которых для повышения износоустойчивости покрывают еще и тонким слоем родия или палладия.

Для деталей, от которых не требуется электропроводность, часто применяют лакокрасочные покрытия. Эти покрытия отличаются дешевизной, простотой технологического процесса, высокой декоративной и коррозионной устойчивостью, а также возможностью нанесения их на детали любых форм. Чаще всего используют глифталевые, пентафталевые и молотковые эмали различных цветов.

### Влияние температуры

Нагрев нарушает нормальную работу аппаратуры и ее элементов, так как вызывает изменения геометрических размеров элементов и их физико-химических свойств. Изменение геометрических размеров элементов нарушает работу сложных деталей, у которых используется сочетание нескольких разнородных материалов с различными значениями температурных коэффициентов линейного расширения. При этом возможно «заедание» или, наоборот, разбалтывание подвижных механических соединений, нарушение сцепления между проводящей пленкой и изоляционным основанием и т. п. Поэтому при значениях относительной деформации $\sigma > 0{,}005$ необходимо учитывать температурные влияния. Если размеры деталей и узлов меньше 15 *мм*, то расчет температурных деформаций обычно не производят.

При изменениях температуры происходит изменение не только модуля упругости, предела прочности и других механических характеристик, но и размягчение, при котором ухудшаются влагозащитные свойства, падает сопротивление изоляции диэлектриков, растут потери, изменяется диэлектрическая проницаемость и т. п. Все эти факторы ухудшают параметры диэлектрических и проводниковых материалов, из которых выполняются различные элементы радиоэлектронной аппаратуры. Очень чувствительны к воздействию температуры полупроводниковые приборы (диоды и транзисторы).

Способы защиты от температурных воздействий могут быть *прямыми*, когда применяют элементы с повышенной теплостойкостью, и *косвенными*, когда используют системы охлаждения или термостабилизации, создающие необходимый микроклимат в различных отсеках аппарата. Важность влияния этих факторов заставляет производить расчет температур внутри аппаратов.

### Влияние пониженного давления

Пониженное давление наиболее опасно для высоковольтных устройств, работаю-

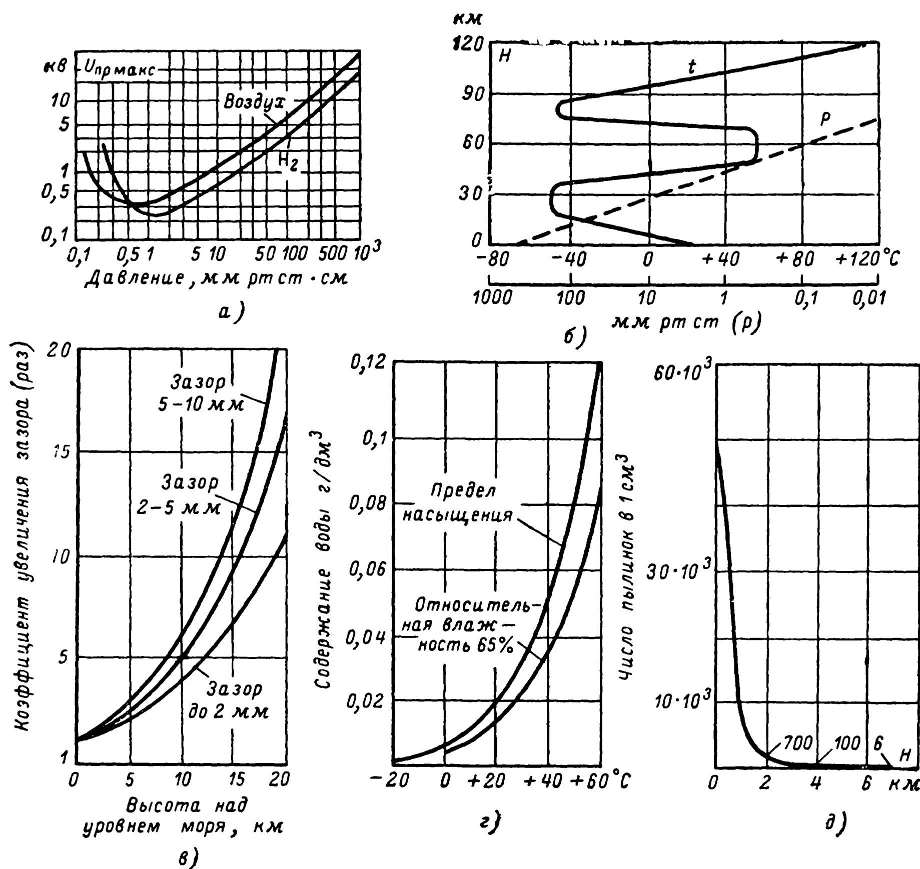



Рис. 20-13. Влияние окружающей среды.

*а* — значение пробивного напряжения для воздуха и водорода, *б* — изменение температуры *t* и плотности воздуха *p* при изменении высоты *H*; *в* — увеличение зазоров при увеличении высоты; *г* — изменение содержания количества влаги при различных температурах воздуха и нормальном атмосферном давлении; *д* — изменение запыленности воздуха с высотой.

щих на больших высотах, потому что при увеличении высоты не только падает плотность атмосферы, но и изменяются ее температура, влажность и электрическая прочность. Зависимость плотности воздуха, его температуры, запыленности и электрической прочности от высоты показана на рис. 20-13.

Для защиты от понижения давления используют герметические кожухи различной конструкции. Герметические соединения могут быть трех типов: контактные (рис. 20-14, *а*), неразъемные и разъемные. Неразъемные соединения выполняют пайкой или сваркой соответствующих деталей (рис. 20-14, *б*). Особенно внимательно нужно подходить в таких конструкциях к выполнению различных вспомогательных механических соединений (рис. 20-15). Паяные и сварные соединения кожуха позволят аппаратуре надежно работать в вакууме. Кожухи и крышки в таких соединениях должны быть выполнены из материалов с одинаковыми коэффициентами температурного расширения.

Разъемные герметические соединения можно выполнить с помощью различных фланцевых уплотнений, принцип действия которых ясен из рис. 20-15. Они могут нормально работать при разряжении окружающей среды до $10^{-6}$ *мм рт. ст.* Для литых кожухов обычно можно не выполнять расчета на прочность. Для кожухов из листового материала со стенками в форме параллелепипеда ориентировочную толщину стенки можно подсчитать по формуле

$$\delta = 0{,}66\sqrt{\frac{pa^4}{Ef\left(1+\frac{a^5}{b^5}\right)}}, \qquad (20\text{-}15)$$

где $\delta$ — толщина стенки, *см*;
$a$ — размеры стенки кожуха, *см*;
$f$ — допустимый прогиб стенки, *см*;
$p$ — распределенная нагрузка, *кГ/см²*;
$E$ — модуль упругости материала стенки, *кГ/см²*.

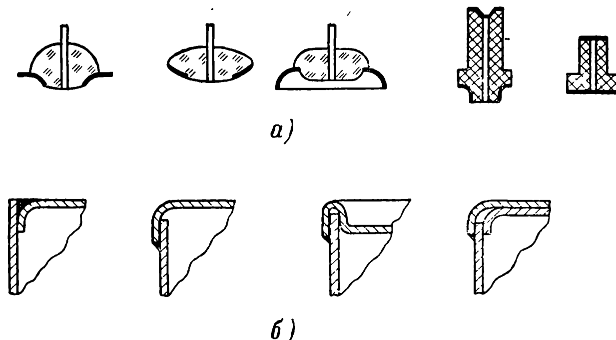



Рис. 20-14. Различные виды герметических соединений.
*а* — проходные стеклянные и фарфоровые изоляторы; *б* — эскизы паяных герметичных швов.

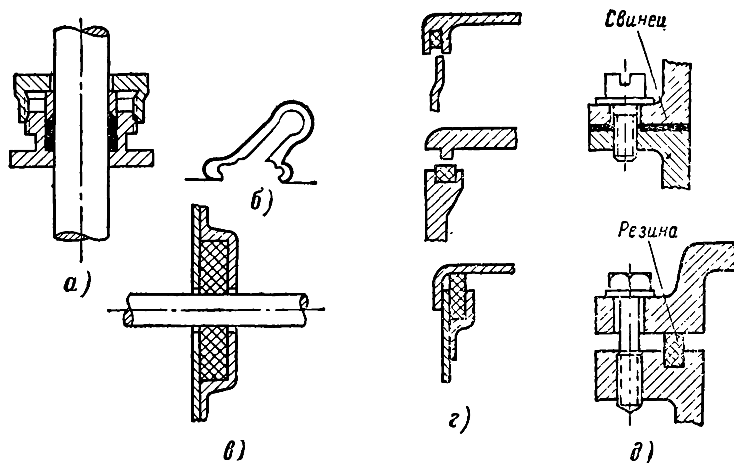



Рис. 20-15. Конструкции различных уплотнений.
*а* — для кабеля; *б* — для рукоятки тумблера; *в* — для вращающегося валика; *г* — для тонкостенного кожуха с накидными замками, *д* — для литого кожуха.

При сжатии уплотнительной прокладки из вакуумной резины на 25—30% протекание газа через уплотнение будет происходить только за счет диффузии. Скорость диффузионного протекания газа через прокладку можно определить по формуле

$$D = \frac{Lh}{a}(1-x)^2 P_г \Delta p \cdot 9{,}81 \cdot 10^4, \qquad (20\text{-}16)$$

где $D$ — скорость натекания газа через прокладку, *см³/ч*;

$L$, $h$, $a$ — периметр, толщина и ширина недеформированной прокладки, *см*;

$(1-x)$ — относительная толщина деформированной прокладки ($x$ — деформация);

$P_г$ — постоянная газопроницаемости материала, *см³/см·ч·ат*;

$\Delta p$ — разность давлений газов с разных сторон прокладки, *н/м²*.

Расчет верен только при монолитной прокладке. При необходимости работать на высотах до 4 000 *м* в пыльной или влажной среде, не добиваясь полной герметичности, можно ограничиться применением только одних прокладок. Если в таком приборе необходимо поддерживать нормальное атмосферное давление, то применяют подкачку воздуха под кожух прибора (если расход воздуха незначителен). Электрические соединения в гермокожухах выполняются через специальные проходные изоляторы из стекла или керамики.

Надежную защиту от изменений влажности окружающей среды создает лишь полная герметизация. Если внутренняя полость прибора заполнена сухим воздухом, то расположенные в нем элементы будут хорошо защищены от воздействия влаги, пыли и изменения атмосферного давления.

### Влияние климатических условий пустынь, тропиков и моря

В этих условиях аппаратура подвергается интенсивному воздействию пыли, повышенной относительной влажности в атмосфере морских и других испарений, воздействию плесневых грибков и других паразитов, сильному облучению солнца.

Пыль ускоряет износ механических элементов, действуя как абразивный порошок, уменьшает величину поверхностного и объемного сопротивлений, образуя проводящие мостики, а также приводит к росту потерь.

В тропических условиях очень сильно влияние различных биологических факторов. Сложность борьбы с ними заключается в том, что известно до 40 000 разновидностей плесневых грибков, создать универсальное средство для борьбы с которыми практически невозможно. Кроме поддержания низкой относительной влажности воздуха, чистки аппаратуры и облучения солнцем, используют различные фунгистатические вещества. В пластические материалы, лаки и краски их вводят в виде фракций.

Очень затруднительна борьба с термитами, которые пожирают изоляцию проводов и кабелей, а также приводят в негодность изоляционные лаки, ткань, дерево, кожу и даже мягкие металлы.

### Влияние ионизирующего излучения (радиации)

Этот вид излучения наблюдается в космическом пространстве, при работе атомных реакторов и при атомных и водородных взрывах. Излучение может быть *корпускулярным* (нейтроны, протоны, осколки ядер, альфа- и бэта-частицы) и *электромагнитным* (гамма- и рентгеновские лучи). Корпускулярные и электромагнитные излучения, проникая в толщу вещества, вызывают в нем ионизационные процессы, приводящие к химическим и физическим изменениям.

Наименее чувствительны к воздействию ионизирующего излучения металлы и неорганические диэлектрики, наиболее чувствительны — полупроводниковые и органические материалы. Изменения могут быть как *обратимыми*, так и *необратимыми*. Это зависит от дозы и времени облучения. Германий при воздействии на него достаточно сильных потоков излучения может изменить тип своей проводимости. Разрушение диэлектриков происходит при потоках гамма-излучения от $10^7$ до $10^9$ *дж/см²* и от $10^{18}$ до $5 \cdot 10^{18}$ *нейтрон/см²*. Весьма чувствительны к воздействию радиации различные ферриты.

*Гамма-излучение* почти не действует на проволочные резисторы и значительно воздействует на непроволочные и пленочные.

Под действием излучения у конденсаторов происходит уменьшение (на два-три порядка) сопротивления изоляции и их номинальной емкости.

Значительно меняют свои параметры сухие батареи.

Наименьшему воздействию радиации подвержены трансформаторы и дроссели, кварцевые резонаторы, реле и электродвигатели.

В полупроводниковых диодах происходит изменение проводимости в прямом направлении. Туннельные диоды обладают более высокой радиационной стойкостью.

Незначительную радиационную стойкость имеют германиевые и кремниевые транзисторы.

Электровакуумные и газонаполненные приборы намного более стойки и выдерживают облучение потоком нейтронов до $10^{18}$ *нейтрон/см²*.

Защитой от воздействия проникающей радиации служат экраны.

### Механические воздействия

Механические воздействия принято делить на три группы: вибрации, постоянно

действующие ускорения и удары, хотя в общем случае они действуют совместно.

*Вибрации* характеризуются частотой возмущающей силы в герцах и интенсивностью, измеряемой в единицах ускорения.

*Центробежные (постоянно действующие) ускорения* характеризуются обычно только величиной *g*. Иногда указывают возможную скорость изменения *g*.

*Удар* характеризуется значением перегрузки (*g*) и характером воздействия силы (форма возмущающего импульса и длительность характерных его участков).

Возможные виды динамических воздействий на аппаратуру приведены в табл. 20-5.

Таблица 20-5

**Допустимые механические воздействия на некоторые классы аппаратуры**

| Вид аппаратуры | Вибрация: Частота, *гц* | Вибрация: Ускорение, *g* | Высота свободного падения на грунт, *мм* | Центробежное ускорение, *g* | Действие удара, *g* |
|---|---|---|---|---|---|
| Передвижная на наземных транспортных средствах | 2—80 | 4—1 | — | До 6 | До 10 |
| Полустационарная | 2—80 | 4—1 | 500 | — | 20—75 |
| Выносная, переносная | 2—80 | 6—3 | 500—700 | — | 100—120 |
| Самолетная | 3—400 | 2—10 | — | 6—9 | 5—10 |
| Корабельная | 5—35 | До 1,5 | — | — | 7—12 |

При перевозках аппаратура может испытывать вибрацию с частотой 3—200 *гц*, виброускорение 2—10 *g*, центробежное ускорение до 6 *g*, а также удары с ускорением 10—120 *g*.

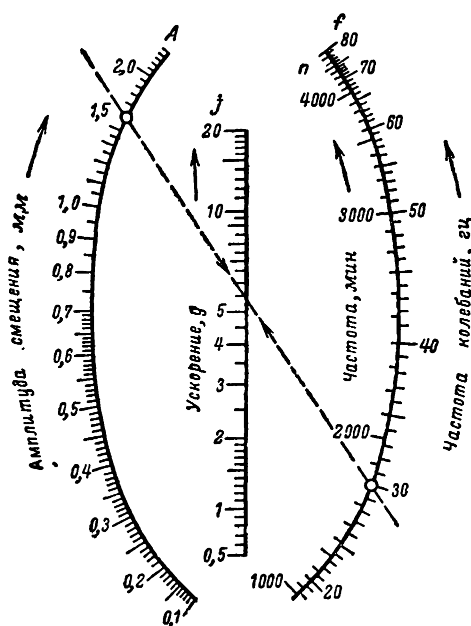



Рис. 20-16. Номограмма для расчета величины ускорения.

Основные параметры вибрации связаны между собой следующей (упрощенной) формулой:

$$J \approx \frac{f^2 A}{250}, \qquad (20\text{-}17)$$

где $J$ — значение ускорения при вибрации, *g*;

$f$ — частота вибрации, *гц*;

$A$ — амплитуда колебаний (вибросмещения), *мм*.

Для расчетов можно пользоваться номограммой на рис. 20-16.

Наиболее опасными по последствиям являются вибрации, затем удары и постоянно действующие ускорения (при одинаковой величине *g*).

Важными факторами, сильно влияющими на работу радиоэлектронной аппаратуры, являются условия хранения и эксплуатации. Необходимо четко формулировать условия хранения либо выполнять аппаратуру в соответствии с реальными условиями, имеющимися в данных складских помещениях. Эксплуатация аппаратуры в условиях, отличных от требований ТУ, или персоналом, не обладающим достаточной квалификацией, также пагубно сказывается на работе аппаратов.

Режимы работы и окружающие условия значительно влияют на работоспособность и надежность аппаратуры. Работа в длительном, кратковременном или форсированном режиме, а также работа аппаратуры в нормальных, тяжелых или других условиях и внешних факторах значительно изменяет ее выходные параметры. Учет всех этих факторов аналитически очень сложен, и поэтому наиболее достоверными источниками информации являются различные виды испытаний.

## 20-6. ТЕПЛОВЫЕ РЕЖИМЫ АППАРАТОВ

Элементы радио-и электронной аппаратуры очень чувствительны к изменению температуры окружающей среды: кроме внешних температурных полей, на аппаратуру действуют температурные поля, причиной

которых являются потери энергии питания (часто до 90% энергии питающих аппаратуру устройств превращается в тепло).

### Теплообмен

Совокупность явлений, связанных с переходом тепловой энергии из одних частей пространства в другие при различных значениях их температур, называется **теплообменом**. Теплообмен может происходить путем конвекции, излучения (радиации или лучеиспускания) и теплопроводности (кондукции). В общем случае теплообмен происходит одновременно всеми тремя путями. В частных случаях можно пренебрегать одним или двумя путями.

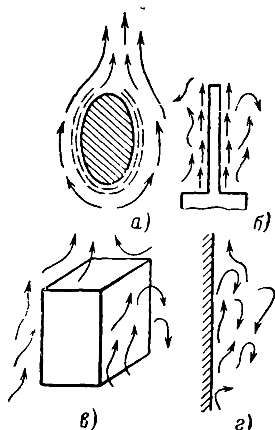



Рис. 20-17. Различные характеры движения газа около поверхностей нагретых тел.

*а* — пленочный режим; *б* — ламинарный режим, *в* — ламинарный и локонообразный режим; *г* — вихревой режим.

*Конвекция.* Различная плотность жидких или газовых сред из-за соприкосновения с поверхностью нагретых тел служит причиной сложного движения сред, при котором возникает теплообмен как внутри жидкости (газа), так и между этой средой, аппаратом и его элементами. Такого рода конвекция называется естественной или тепловой в отличие от принудительной (например, с помощью вентилятора).

Условия теплообмена в этом случае подчиняются закону Ньютона

$$P = \alpha_к (t - t_с) S, \qquad (20\text{-}18)$$

где $P$ — количество тепла, переносимого путем конвекции от тела к среде (и наоборот) в единицу времени, *вт*;

$\alpha_к$ — коэффициент теплоотдачи конвекцией, *вт/м²·град*;

$t$ — температура поверхности твердого тела (аппарата), *град*;

$t_с$ — температура жидкости (среды), *град*;

$S$ — площадь поверхности теплообмена, *м²*.

*Коэффициент теплоотдачи* $\alpha_к$ является сложной функцией ряда параметров и существенно зависит от видов конвективного теплообмена (рис. 20-17).

Все тепловые расчеты и значения физических параметров выполняются для средней арифметической температуры

$$t_m = 0{,}5 (t + t_с). \qquad (20\text{-}19)$$

*При излучении* (радиация, лучеиспускание) перенос тепла происходит за счет пре-

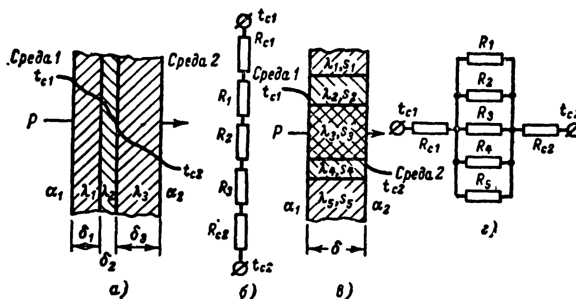



Рис. 20-18. Плоские стенки (*а*, *в*) и схемы их тепловых сопротивлений (*б*, *г*)

вращения части тепловой энергии тела в лучистую энергию электромагнитных колебаний. Описывается излучение законом Стефана — Больцмана, который после ряда преобразований можно записать в виде, аналогичном (20-18),

$$P_{12л} = \alpha_{12л} (t_1 - t_2) S_1, \qquad (20\text{-}20)$$

где $P_{12л}$ — количество тепла, передаваемого за счет излучения в единицу времени от поверхности *1* к поверхности *2*, *вт*;

$\alpha_{12л}$ — коэффициент теплоотдачи излучением от $S_1$ к $S_2$;

$t_1$, $t_2$ — температуры поверхностей тел *1* и *2*.

При одновременном рассеивании тепла конвекцией и излучением его можно рассчитать по формуле

$$P_{12} = (\alpha_{к12} + \alpha_{л\,12}) (t_1 - t_2) S_1. \qquad (20\text{-}21)$$

Этот случай представляет наибольший интерес, так как для большинства радио- и электронных аппаратов теплопередача за счет теплопроводности отсутствует (установка в деревянных ящиках или на различных резиновых ножках и амортизаторах с очень большим тепловым сопротивлением) и их тепловой режим определяется конвекцией и излучением.

*Теплопроводность.* Основное значение при расчете тепловых режимов различных радиаторов имеет теплопроводность. Определяется она законом Фурье, который после преобразований для случая, показан-

ного на рис. 20-18, может быть записан в виде

$$P = \frac{t_{c1} - t_{c2}}{\frac{1}{\alpha_1 S} + \sum_{i=1}^{n} \frac{\delta_i}{\lambda_i S} + \frac{1}{\alpha_2 S}}, \quad (20\text{-}22)$$

где $t_{c1}, t_{c2}$ — температура сред *1* и *2*;
$P$ — тепловой поток, проходящий через данную стенку;
$\alpha_1, \alpha_2$ — коэффициенты теплоотдачи сред *1* и *2*;
$\lambda_i$ — коэффициенты теплопроводности;
$\delta_i$ — толщины стенок из однородного материала.

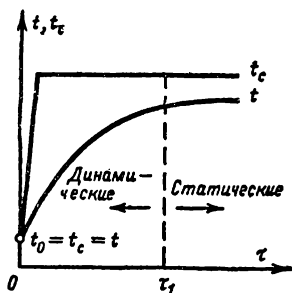



Рис. 20-19. Определение регулярных динамических и статических режимов.

Для полупроводниковых приборов и некоторых типов радиаторов часто дают тепловое сопротивление, которое в общем виде можно записать так:

$$R = \sum_{i=1}^{n} \frac{\delta_i}{\lambda_i S}, \ ^\circ C/вт.$$

Большие коэффициенты заполнения объемов аппаратов различными элементами значительно влияют на их тепловые характеристики, особенно в случае нагрева или охлаждения аппарата.

В этом случае приходится рассматривать не статические тепловые режимы (когда значения температур среды и тела можно считать постоянными), а динамические (когда значения температур тела и среды меняются в течение времени). Разница между этими режимами поясняется на рис. 20-19. При различных исходных состояниях характер изменения температур будет соответствовать графикам, показанным на рис. 20-20. Скорость изменения температур тела определяется его тепловой постоянной времени, зависящей от темпа охлаждения,

$$m = \frac{\alpha S}{C}, \quad (20\text{-}23)$$

где $\alpha$ — коэффициент теплоотдачи;
$S$ — поверхность теплоотдачи;
$C$ — полная теплоемкость тела.

Расчет статических режимов может быть выполнен по методике, разработанной под руководством проф. Г. Н. Дульнева. Точность получаемых результатов достаточно

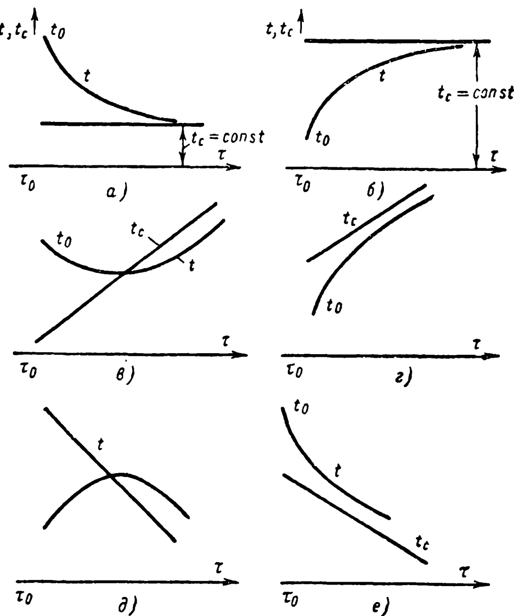



Рис. 20-20. Характер изменения температуры тела в регулярных динамических режимах при различных исходных данных.

*а* — простое охлаждение; *б* — простое нагревание; *в, г* — сложное нагревание; *д, е* — сложное охлаждение.

высока и может доходить до нескольких процентов. Аналогично можно произвести расчет аппарата в герметическом кожухе с перфорациями. Проще, выполнив по предложенной методике расчет, внести необходимую коррекцию.

Расчет динамических тепловых режимов выполняется по приближенным формулам и имеет меньшую точность, пригодную для предварительной прикидки.

## Расчет теплового режима герметичного блока

Расчет блока, работающего в статическом режиме, выполняется графо-аналитическим методом последовательных приближений с уточнением полученного результата. После построения расчетной схемы блока по заданному значению температуры среды $t_c$ и предполагаемому перегреву (разница между температурой блока для данного случая $t$ и $t_c$, равной $t - t_c = \Delta t$) определяем коэффициент теплоотдачи. Затем по величине $\alpha$ и $S$ отдельных частей

кожуха определяем величину мощности, рассеиваемой блоком при заданном перегреве $\Delta t_1$. В зависимости от соотношения между заданной мощностью рассеивания для данного блока $P$ и полученным зна-

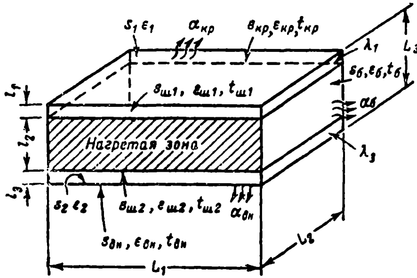



Рис. 20-21. Исходная схема расчета статического теплового режима герметизированного блока.

$L_3$, $\alpha_{кр}$, $\alpha_б$, $\alpha_{дн}$, $S_{кр}$, $S_б$, $S_{дн}$, $\varepsilon_1$, $\varepsilon_2$, $\varepsilon_{ш1}$, $\varepsilon_{ш2}$, $t_с$ и др.

Определяем величины $t_m$ и $\Delta t$:

$$t_m = 0,5\,(t + t_с);\quad \Delta t = t - t_с. \quad (20\text{-}24)$$

Определяем коэффициенты теплоотдачи крышки, днища и боковых стенок:

$$\alpha_{кр} = \varepsilon f + 7,3A\,\frac{K}{M}; \quad (20\text{-}25)$$

$$\alpha_{дн} = \varepsilon f + 3,9A\,\frac{K}{M}; \quad (20\text{-}26)$$

$$\alpha_б = \varepsilon f + 5,6A\,\frac{K}{M}, \quad (20\text{-}27)$$

где $\varepsilon$ — коэффициент степени черноты тела;
$f$ — по графику на рис. 20-22;
$A$, $K$, $M$ — коэффициенты пропорциональности (по графикам на рис. 20-23).

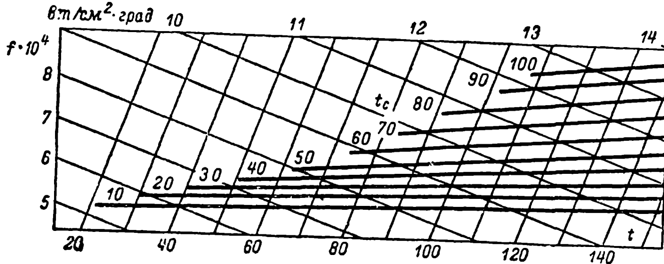



Рис. 20-22. График для определения коэффициента $f$ по значениям $t$ и $t_с$.

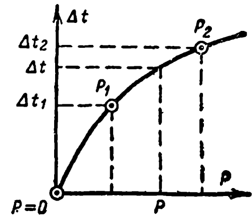



Рис. 20-24. Пример построения зависимости $\Delta t = f(P)$ и определения по заданному значению $P$ величины перегрева блока $\Delta t$.

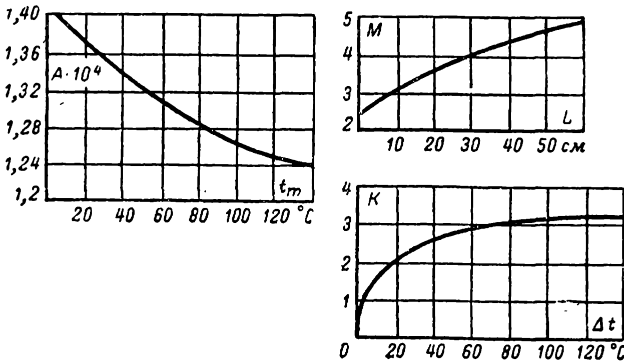



Рис. 20-23. Графики для определения коэффициентов $A$, $M$ и $K$.

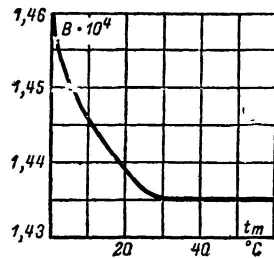



Рис. 20-25. График для определения коэффициента $B$.

чением $P_1$ выбираем второе значение перегрева $\Delta t_2$ (если $P_1 > P$, то $\Delta t_2 < \Delta t_1$, и если $P_1 < P$, то $\Delta t_2 > \Delta t_1$). По полученным значениям $P_2$, $P_1$ и значению $P_0 = 0$ строим зависимость $P = f(\Delta t)$, из которой определяем для данного значения $P$ величину перегрева. По этому значению можно определить температуру нагретой зоны $t_ш$.

Составляем схему расчета (рис. 20-21) и определяем ее параметры $l_1$, $l_2$, $l_3$, $L_1$, $L_2$,

Определяем величину мощности, рассеиваемую при принятом перегреве $\Delta t_1$,

$$P_1 = \Delta t_1\,(\alpha_{кр}\,S_{кр} + \alpha_{дн}\,S_{дн} + \alpha_б\,S_б). \quad (20\text{-}28)$$

Повторяем расчет при новом значении перегрева $\Delta t_2$. Строим зависимость $\Delta t = f(P)$ (см. рис. 20-24) и находим величину перегрева $\Delta t$ для заданной мощности рассеивания $P$.

Находим температуру нагретой зоны

$$t_ш = t + 2{,}5\Delta t. \qquad (20\text{-}29)$$

На этом заканчиваются первая часть расчета и определение внешних температур.

Расчет температур внутри блока начинается с определения значений $\alpha_л$ и $\alpha_к$:

$$\alpha_л = \varepsilon_ш f; \quad \alpha_к = B\sqrt[4]{\frac{\Delta t}{l}}, \qquad (20\text{-}30)$$

где $\varepsilon_ш$ — коэффициенты теплоотдачи лучеиспусканием;
$B$ — коэффициент пропорциональности (по графику на рис. 20-25);
$l_1$, $l_3$ — длины верхнего и нижнего отсеков.

Затем определяем величину теплового сопротивления верхнего и нижнего отсеков

$$R = \frac{1}{\alpha_{кр}} + \frac{l_1}{\lambda_1} + \frac{l_3}{\lambda_3} + \frac{1}{\alpha_{дн}} \qquad (20\text{-}31)$$

и уточненные значения температур: верхней крышки $t_{кр}$, дна $t_{дн}$ и шасси $t'_ш$:

$$t_{кр} = \frac{P - P_б}{S_ш R}\,\frac{1}{\alpha_{кр}}\left(\frac{1}{\alpha_{дн}} + \frac{l_3}{\lambda_3}\right) + t_c; \qquad (20\text{-}32)$$

$$t_{дн} = \frac{P - P_б}{S_ш R}\,\frac{1}{\alpha_{дн}} \times \left(\frac{1}{\alpha_{кр}} + \frac{l_1}{\lambda_1}\right) + t_c; \qquad (20\text{-}33)$$

$$t'_ш = \frac{P - P_б}{S_ш R}\left(\frac{1}{\alpha_{кр}} + \frac{l_1}{\lambda_1}\right) \times \left(\frac{1}{\alpha_{дн}} + \frac{l_3}{\lambda_3}\right) + t_c. \qquad (20\text{-}34)$$

Если блок имеет ряд отверстий или жалюзи, то можно воспользоваться следующими соотношениями. Оптимальная величина отверстий в шасси должна быть равна 5—10% от полной поверхности нагретой зоны, а общая площадь отверстий в кожухе — 20—30% от поверхности кожуха. Размещать перфорацию надо симметрично относительно шасси и с максимальным удалением от него. При этом можно увеличить на 50—60% величину рассеиваемой мощности аппаратом (при том же значении $\Delta t$) либо уменьшить на 20—30% величину $\Delta t$, полученную из предыдущего расчета. Замена перфорации на жалюзи несколько ухудшает условия теплообмена.

### Расчет теплового режима герметичного блока с теплоизоляционной оболочкой в динамическом режиме

При отсутствии источников тепла расчет производится по формуле (20-35), при наличии источников тепла — по формуле (20-36).

Расчет приближенный для случая помещения аппарата в среду со значением температуры $t_c$ (случай простого нагревания). Отношение $\delta : L$ не превышает

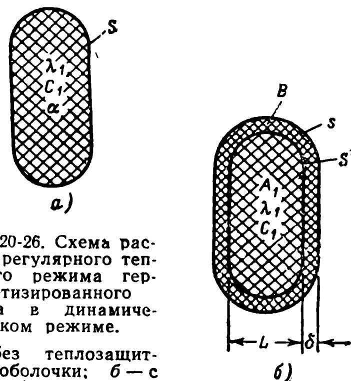



Рис. 20-26. Схема расчета регулярного теплового режима герметизированного блока в динамическом режиме.

*а* — без теплозащитной оболочки; *б* — с оболочкой.

1 : 8; градиенты температур ядра $A$ (рис. 20-26) в десятки раз меньше градиентов температур в оболочке $B$; наружная поверхность имеет плавные очертания; величиной теплоемкости оболочки можно пренебречь по сравнению с теплоемкостью ядра; тепловые режимы регулярные:

$$t = (t_0 - t_c)\,e^{-\frac{S'\tau}{C'\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{\delta}{\lambda}\right)}} + t_c; \qquad (20\text{-}35)$$

$$t = t_c + (t_0 - t_c)\,e^{-\frac{S'\tau}{C'\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{\delta}{\lambda}\right)}} + \frac{W}{S}\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{\delta}{\lambda}\right) \times \left[1 - e^{-\frac{S\tau}{C\left(\frac{1}{\alpha} + \frac{\delta}{\lambda}\right)}}\right], \qquad (20\text{-}36)$$

где $t$ — температура тела (аппарата);
$t_0$ — начальное значение температуры тела;
$t_c$ — температура среды;
$S'$ — поверхность оболочки аппарата;
$\tau$ — время;
$C'$ — полная теплоемкость тела, равная

$$C' = \sum_{i=1}^{n} V_i C_i \gamma_i;$$

$V_i$ — объем $i$-го элемента аппарата;
$C_i$ — удельная теплоемкость вещества $i$-го элемента аппарата;
$\gamma_i$ — объемный вес вещества $i$-го элемента аппарата;
$\alpha$ — коэффициент теплоотдачи;
$\delta$ — толщина теплозащитной оболочки;
$\lambda$ — коэффициент теплопроводности;
$W$ — мощность потерь энергии в аппарате;

$S$ — поверхность, через которую излучается тепло ($S<S'$);

$C$ — полная теплоемкость нагревателя ($C<C'$).

Для первой прикидки тепловых режимов аппаратов можно пользоваться такими нормами: при естественном охлаждении не будет значительных перегревов, если величина рассеиваемой мощности на единицу площади $p'=P:S$ не будет превышать 0,01 *вт/см²*. При $p'$ свыше 0,01 и до

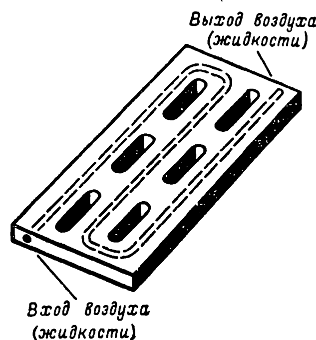



Рис. 20-27. Эскиз конструкции холодного шасси.

0,05 *вт/см²* требуется наличие наружного обдува с помощью вентилятора; при $p$ до 0,1 *вт/см²*, кроме обдува, необходимо дополнительное перемешивание воздуха внутри аппарата; при $p'$ до 0,5 *вт/см²* необходимо использовать так называемое холодное шасси (рис. 20-27) или другие системы эффективного охлаждения.

Использование термоэлектрических систем охлаждения целесообразно только при небольших объемах блоков (до 1 *дм³*). В этом случае при хорошей теплоизоляции термобатарея весом 400 *г* при расходе мощности от источника постоянного тока 10 *вт* создает перепад температур в 20—40° С. Такие устройства целесообразно применять для различных термостатов, так как при этом получаются простые схемы управления такими устройствами.

Компрессионные холодильные агрегаты с фреоном-12 могут снижать температуру внутри блока объемом 12—15 *дм³* на 40—50° С при расходе мощности 100 *вт* и весе установки около 20 *кг* (холодопроизводительность $6\cdot10^5$ *дж/ч*).

По эффективности различные системы охлаждения можно перечислить в следующей последовательности: системы с естественным охлаждением, с принудительным воздушным, с принудительным жидкостным, системы охлаждения с использованием изменений агрегатного состояния теплоносителя: испарение, расплавление. Все эти системы могут быть замкнутыми или открытыми. Для повышения эффективности применяют комбинации различных систем.

## 20-7. МОНТАЖНЫЕ МАТЕРИАЛЫ И КОНСТРУКЦИИ ЭЛЕКТРОМОНТАЖНЫХ СОЕДИНЕНИЙ

Надежность и постоянство контакта между соединительными проводниками и выводами деталей достигается свинчиванием, пайкой или сваркой при обязательной предварительной механической фиксации их положения. Основным материалом для монтажных проводников служит электротехническая медь и значительно реже — алюминий.

Соединительные проводники могут быть круглого или прямоугольного сечения, сплошные, многожильные, плоские (фольговые) и пустотелые. В последнем случае в полости проводника может циркулировать охлаждающая жидкость (газ).

Проводники диаметром 0,35—0,5 *мм* используют для монтажа малогабаритных транзисторных схем, агрегатов из контуров и клавишных переключателей и в других подобных случаях. Пользоваться проводниками диаметром менее 0,35 *мм* не рекомендуется из-за их недостаточной механической прочности, особенно после облуживания и пайки. Провода диаметром более 2 *мм* применяются только для монтажа сильноточной аппаратуры и в специальных случаях. Для монтажа функциональных узлов (модулей) используют одножильный провод диаметром 0,5—0,8 *мм*, для монтажа высокочастотных устройств с навесным монтажом диаметром 1—1,5 *мм*. Для надежности пайки серебреный провод применяют не только для монтажа ВЧ устройств, но и при монтаже ответственных НЧ устройств. Для изоляции таких проводников на них надеваются кембриковые (линоксиновые) или полихлорвиниловые трубки.

Для внутриблочного или межприборного монтажа применяют многожильные монтажные провода. Использование одножильных монтажных проводов в передвижной аппаратуре запрещено из-за их недостаточной устойчивости к воздействию вибраций. При одностороннем расположении деталей на плоских платах и применении дополнительных перемычек или переходных пистонов можно составить схему так, что не будет пересечения различных проводов. Это позволит в последующем применить различные виды печатного монтажа, при котором для соединений выводов деталей используется медная фольга толщиной от 0,03 до 0,1 *мм*.

Наибольшее распространение получили два типа печатных проводников, выполненных способом избирательного нанесения или избирательного удаления металла. Вообще же в настоящее время известно до 40 различных разновидностей способов выполнения печатных соединений.

При способе избирательного нанесения на гетинакс, стеклотекстолит или керамику каким-либо способом наносят проводники,

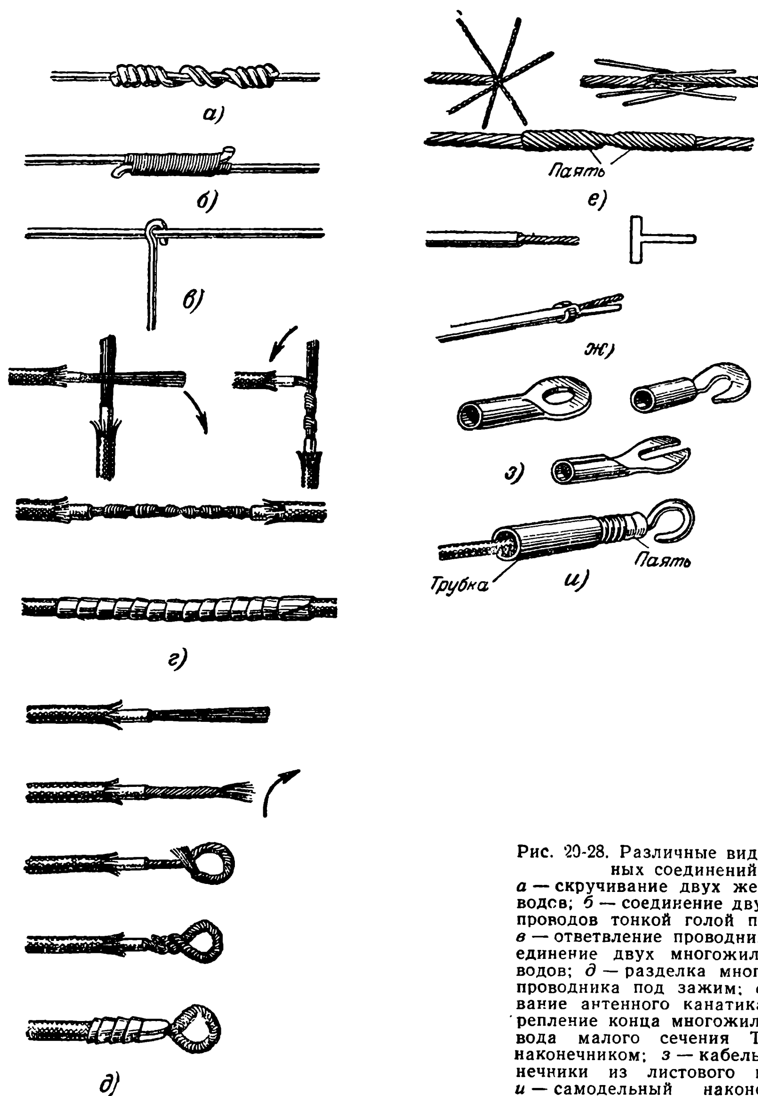



Рис. 20-28. Различные виды монтажных соединений.
*а* — скручивание двух жестких проводов; *б* — соединение двух жестких проводов тонкой голой проволокой; *в* — ответвление проводника; *г* — соединение двух многожильных проводов; *д* — разделка многожильного проводника под зажим; *е* — сращивание антенного канатика; *ж* — укрепление конца многожильного провода малого сечения Т-образным наконечником; *з* — кабельные наконечники из листового материала; *и* — самодельный наконечник из жесткой проволоки.

ширина которых должна быть не менее 1—1,5 *мм*, зазоры между проводниками 0,7—1 *мм* и точность контура изображения может быть получена в пределах от 0,15 до 0,3 *мм*. Оптимальной является толщина нанесенного проводника (при максимальном сцеплении) 0,025 *мм*. Удельное сопротивление таких проводников примерно втрое выше, чем исходного материала. Преимущество способа состоит в большом выборе материалов для подложки, легкости выполнения монтажных пистонов вместе с соединительными проводниками, возможности легкого выполнения двусторонних схем.

При способе избирательного удаления (травления) используется двух- или односторонний фольгированный материал (обычно гетинакс или стеклотекстолит). Толщина фольги от 0,02 до 0,1 *мм*, чаще всего 0,05 *мм*; ширина проводников от 0,5 *мм* при зазорах до 0,2 *мм* и получаемой точности

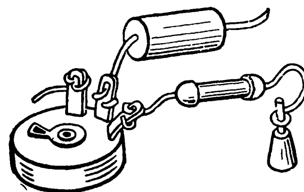


Рис. 20-29. Пример механического закрепления монтажных проводов.

контура изображения до 0,05 *мм*. Удельное сопротивление проводников равно удельно-

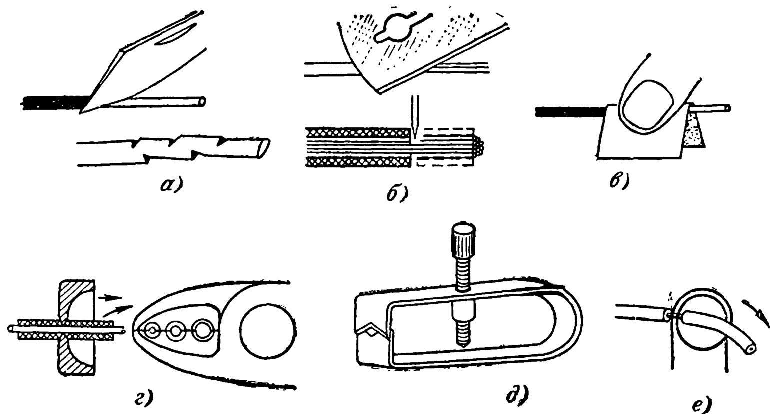



Рис. 20-30. Способы зачистки изоляции.

*а* — ножом (внизу результат такой зачистки); *б* — лезвием от безопасной бритвы; *в* — наждачной бумагой; *г* — специальными кусачками; *д* — пинцетом; *е* — обжигалкой.

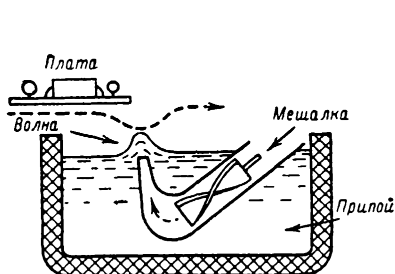



Рис. 20-31. Схема пайки волной.

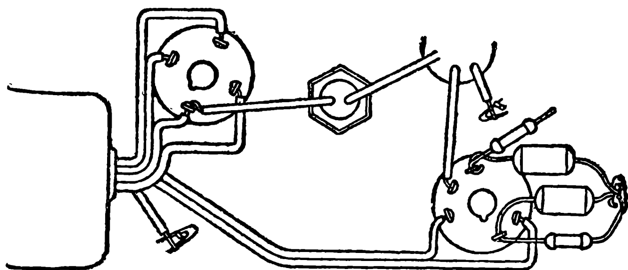


Рис. 20-32. Монтаж длинными проволочными выводами деталей.

му сопротивлению материала. Преимущества этого способа состоят в простоте технологического процесса и высокой точности получаемых изображений.

Соединение проводников выполняется зажимами, скруткой, пайкой или сваркой (рис. 20-28). Пока наибольшее распространение имеет пайка легкоплавкими припоями. При пайке необходимо пользоваться паяльниками соответствующей мощности (обязательно с регулировкой рабочей температуры жала паяльника), флюсом и монтажными калибрами и теплоотводами. Для надежности соединений используют дополнительные приспособления и обязательное механическое закрепление монтажных проводов (рис. 20-29). Зачистка изоляции должна выполняться очень аккуратно в соответствии с рис. 20-30. Снятие пластиковой и нитяной изоляции лучше всего выполнять мелкой шкуркой или обжигалками. Можно применить и специальный инструмент.

Пайка печатных схем в заводских условиях производится *способом волны.* Для этого в специальной ванне с расплавленным припоем создают одну или несколько волн припоя, на вершине которых нет продуктов окисления и грязи. Плата транспортером передвигается над ванной так, что касается гребня или гребней волны. Возможна пайка и окунанием, хотя она теперь почти не применяется. Схема пайки волной показана на рис. 20-31.

В зависимости от устройства выводов у деталей используют различные типы конструкций монтажных соединений. При достаточной длине соединительных проводников от главных деталей монтаж можно выполнить так, как показано на рис. 20-32. Такое выполнение деталей требует раз и навсегда установленного их расположения. При использовании различного вида промежуточных монтажных точек (некоторые виды которых показаны на рис. 20-33) увеличиваются возможности выполнения монтажных соединений. Такого рода конструкция монтажных соединений показана на рис. 20-34.

В ряде случаев удобнее располагать элементы на различных монтажных платах типов, показанных на рис. 20-35. В этом случае конструкция монтажных соединений будет такой: на монтажных платах укрепля-

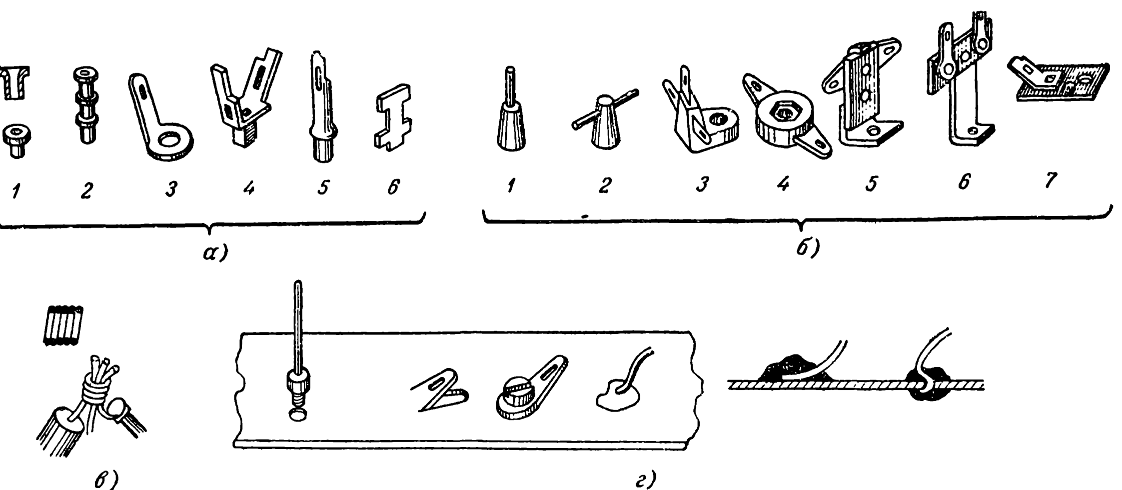



Рис. 20-33. Промежуточные монтажные опорные точки.

*а* — пистоны и лепестки; *б* — опорные контакты с изоляционным основанием; *в* — опорная спиралька; *г* — способы и приспособления для соединения проводов с шасси аппарата.

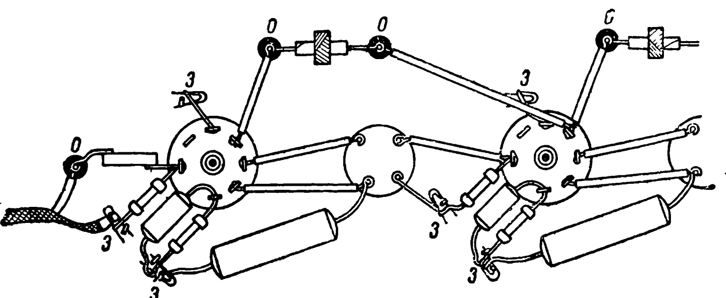



Рис. 20-34. Монтаж с опорными монтажными точками. *О* — опорные изолированные точки; *З* — шасси (земля).

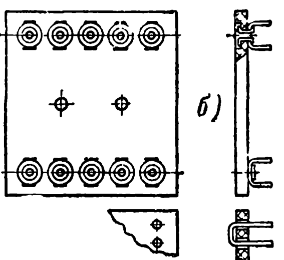



Рис. 20-35. Прессованная (*а*) и штампованная (*б*) монтажные платы.

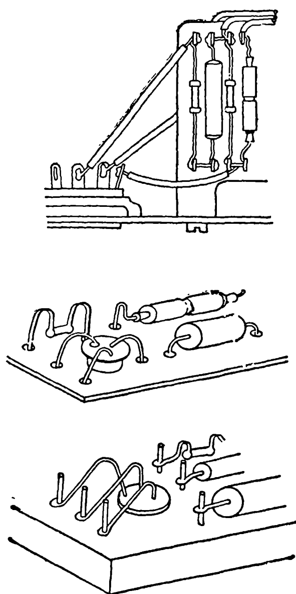


Рис. 20-36. Монтаж с использованием монтажных плат.

ют мелкие детали, резисторы и конденсаторы, а сами платы располагают в непосредственной близости к электровакуумным приборам. При транзисторных схемах все элементы можно располагать на одной общей плате (рис. 20-36). Для макетов удобно использовать перфорированные платы, при которых не требуется применения различных лепестков. Недостаток таких плат в трудности их демонтажа.

Тот или иной вид монтажа применяется в зависимости от следующих условий.

*Жесткий навесной монтаж* используют для устройств, работающих в диапазоне 30—1 000 *Мгц* (входные цепи УКВ приемников, широкополосные и высокочастотные усилители промежуточной частоты, высококачественные видеоусилители, передатчики и т. п.). В качестве опорных точек применяются керамика и фторопласт. В ряде случаев с успехом заменяется печатным монтажом.

*Навесной монтаж* с опорными точками из пластических или волокнистых материалов используется в низкочастотных усилителях и УПЧ диапазонов 400—3 000 *кгц*. При отработанных конструкциях заменяется печатным монтажом.

*Монтаж на отдельных платах* все чаще и чаще используется для монтажа отдельных функциональных узлов типа счетных ячеек, логических схем, генераторов и т. п., выполненных на электровакуумных или полупроводниковых приборах. При небольшой сложности устройства его выполняют в виде одной общей печатной платы, на которой укреплены почти все детали.

*Жгутовой монтаж* используется, как правило, только для межблочных соединений, соединений функциональных узлов и неответственных соединений для релейных выпрямительных и стабилизирующих схем.

## 20-8. МОДУЛЬНЫЕ КОНСТРУКЦИИ

Усложнение схем радиоэлектронной аппаратуры заставляет делить сложные аппараты на части. Когда размеры этих частей стандартизируются, их называют модулями.

Модули из обычных малогабаритных деталей могут быть выполнены в виде плоских плат прямоугольной или квадратной формы, которые помещаются затем в соответствующие разъемы или отсеки. В этом случае ширина и высота одинаковы для всех модулей, а их толщина должна быть не более какой-то величины $N$ или произведения $mN$, где $m$ — целое число. Модули можно выполнять и в виде объемных конструкций. При использовании таких макромодульных конструкций необходимо учитывать возможность возникновения паразитных связей.

Если каждую деталь модуля выполнить в виде платы стандартных размеров, а для соединения использовать провода («струны»), то соединение таких плат между собой можно выполнить припайкой проволок в пазы плат. Пример модуля этажерочной конструкции показан на рис. 20-37.

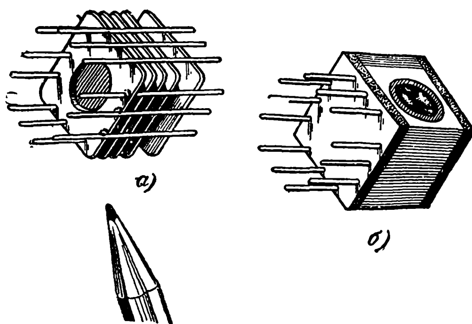



Рис. 20-37. Этажерочный микромодуль. *а* — в процессе сборки; *б* — готовый.

При использовании безнакальных ламп или высокой температуре окружающей среды используют модули цилиндрической формы. Такие модули очень стойки к воздействию радиационных излучений. Диаметр модулей от 8 до 22 *мм* определяется рабочими токами. Схема, отдельные детали и конструкция термоионного микромодуля приведены на рис. 20-38. Для запуска такого модуля необходим предварительный разогрев до 600° С (чтобы разогреть катоды); в дальнейшем тепло, необходимое для работы катодов, выделяется за счет рассеиваемой в модуле мощности.

Основой микромодулей с полупроводниками служат пластинки круглой, шести-

гранной или квадратной формы, на поверхности которых располагаются элементы схемы, а на боковых сторонах этих пластинок серебреные пазы для пайки.

Резисторы для микромодулей выполняют нанесением пленок из сплавов золота и платины, нихрома, сложных никеле-железных сплавов. Сопротивление таких резисторов может быть в пределах от 1 *ом* до 1 *Мом* при рассеиваемой мощности до 0,5 *вт*.

Для изготовления конденсаторов используют тонкие пленки из стекла, керамики и пластмасс, которые позволяют получить емкости в пределах от единиц до десятков тысяч пикофарад. Многопленочные конденсаторы (в том числе и электролитические) могут иметь емкость до 15 *мкф* при рабочем напряжении до 35 *в*, а в некоторых случаях и при рабочих напряжениях до 100 *в*.

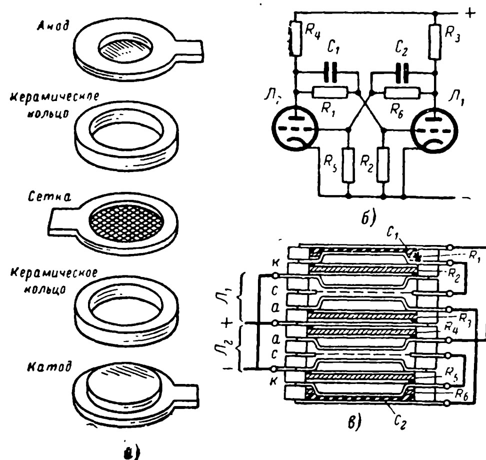



Рис. 20-38. Термоионный микромодуль ТИММ.
*а* — отдельные детали диода и триода; *б* — схема триггера; *в* — микромодуль в собранном виде.

Возможно также выполнение катушек с индуктивностью от 0,1 *мкгн* до 1,5 *мгн*, магнитных пленок и полупроводниковых приборов. Специально для микромодульных схем разработаны малогабаритные кварцы и индикаторные лампочки.

Для элементов счетных машин и в других случаях целесообразно применять плоские микромодули в виде законченных функциональных узлов-схем: триггеров, мультивибраторов и тому подобных устройств (рис. 20-39).

Такие функциональные узлы могут выполняться в виде различного рода пленочных схем. В этом случае на специальной подложке (керамика, стекло, полупроводник и т. п.) наносят проводящие, резистивные и диэлектрические пленки, из которых состоят отдельные элементы схем. В отличие от микромодулей в этом случае нет жесткого требования к расположению выводов, что дает больше возможностей для реализации функциональных особенностей схемы.

В пленочном усилителе, используя диэлектрическую подложку и нанося на нее с двух сторон слой проводника и полупроводника, можно получить резистивно-емкостную цепь с распределенными параметрами с более высокой эффективностью, чем у цепей с сосредоточенными параметрами.

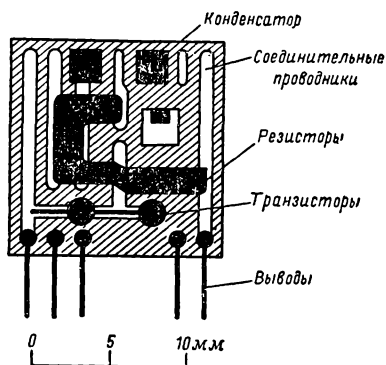



Рис. 20-39. Плоский микромодуль триггера.

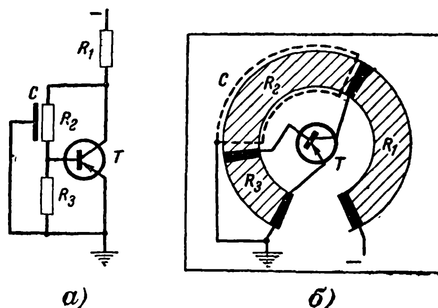



Рис. 20-40. *RC*-генератор пленочного типа.
*а* — схема; *б* — эскиз конструкции.

Генератор *RC*, в котором фазосдвигающий элемент выполнен в виде распределенного *RC*-четырехполюсника (рис. 20-40), имеет (без защитного кожуха) диаметр 22 и толщину 0,5 *мм*. Транзистор применен обычного навесного типа и припаивается к соответствующим точкам схемы.

Соответствующие элементы таких схем могут иметь следующие параметры: резисторы сопротивлением от сотен до нескольких тысяч ом на квадратный сантиметр; конденсаторы емкостью до 0,02 *мкф/см*$^2$ (для однослойных) и до 10 *мкф/см*$^2$ (для многослойных). Катушки специальной конструкции тороидального типа с намоткой из микропровода могут иметь индуктивности до десятка микрогенри. Выполнение пленочных схем требует специального технологического оборудования высокой точности.

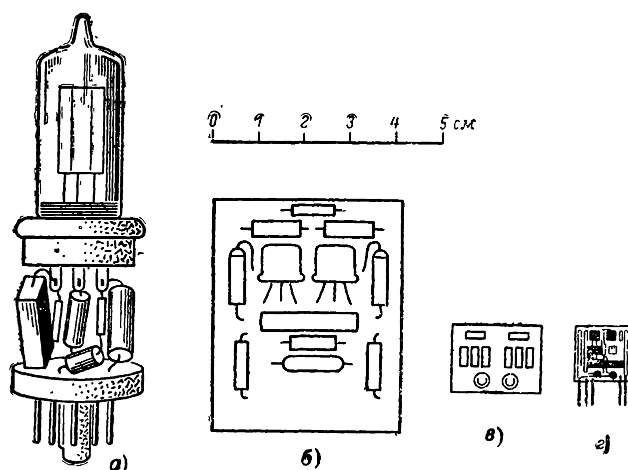



Рис. 20-41. Последовательность микроминиатюризации на примере триггера.

*а* — ламповый вариант на обычных деталях; *б* — транзисторный вариант на малогабаритных деталях; *в* — вариант с использованием микротранзисторов и микродеталей; *г* — вариант с пленочными элементами.

Дальнейшее увеличение плотности монтажа можно получить, используя различные эффекты твердого тела. Представление о конструктивном выполнении всех последовательных ступеней микроминиатюризации дает рис. 20-41, а численные данные по компоновочным характеристикам — табл. 20-6.

Таблица 20-6

**Плотность укладки элементов микросхем**

| Характеристика элементов | Плотность укладки, штук в кубическом сантиметре |
|---|---|
| Микромодули | 10—20 |
| Термоионные микромодули | 14 |
| Пленочные схемы | 40—100 |
| Интегральные схемы | Свыше 300 (в блоках) |
| Интегральные схемы | До 1 000 (в отдельных узлах) |

## 20-9. КОМПОНОВКА УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ

### Визуальные индикаторы

Индикаторы могут выполняться в виде светофоров, светопланов (ЭЛТ) и различных шкал.

Светофоры дают информацию в виде наличия или отсутствия цветового сигнала. Применяют следующие цвета: красный, желтый, зеленый и белый. Синий цвет применяют реже, так как глаз малочувствителен к нему и обычные индикаторные лампочки не дадут достаточной яркости. Колпачки светофоров имеют круглую или прямоугольную форму с гладкими или многогранными линзами диаметром 8—30 *мм*. При большом количестве ламп их надо группировать, располагая особо важные лампы на более видных местах или снабжая дополнительными черными поясками на линзе.

Примеры различных светопланов показаны на рис. 20-42. Яркость индикаторных ламп должна быть вдвое выше яркости фона (панели), а сама панель должна быть темных тонов. Для повышения надежности индикации следует применять мерцание с частотой 3—10 *гц* при длительности вспышки около 0,05 *сек*. Ни в коем случае нельзя применять короткофокусные линзы, которые могут сформировать луч, слепящий оператора.

Светопланы (индикаторные трубки и кинескопы) могут иметь различную развертку, которой и определяется форма обрамления. При этом для индикаторов типа А не следует брать отношение ширины экрана к высоте более 3 : 1, для индикаторов с растровой разверткой — более 1 : 0,72. Рамка шириной до 20% от площади экрана увеличивает контрастность изображения. При работе с разными условиями освещенности и для светофоров и для светопланов следует применять регулировку яркости изображения (сигнала). Для индикаторных трубок целесообразно применение поляризационных перекрещенных фильтров (рис. 20-43).

Если основной вид аппаратуры в комнате составляют индикаторы кругового обзора, то освещенность помещения следует выбирать на уровне 0,1 *лк*. Трубки типа 13ЛМ и 13ЛО следует располагать на расстояниях около 500 *мм* от глаза оператора. Наиболее важный индикатор должен быть расположен непосредственно перед глазами оператора. При разных положениях оператора положение индикаторов должно соответствовать рис. 20-44.

Шкалы могут быть выполнены в виде комбинации дисков с цифрами (счетчики), в виде различной формы плат (круглых, прямоугольных и т. п.) с индикаторными устройствами в виде подвижных или неподвижных указателей (стрелок). Требования к цифрам, знакам, рискам и указателям следующие: форма цифр и букв должна быть простой, без завитушек и разнотолщинности. Для цифр рекомендуется отношение ширины к высоте от 1 : 3 до 2 : 3, а для букв — около 1 : 1. Рекомендуе-

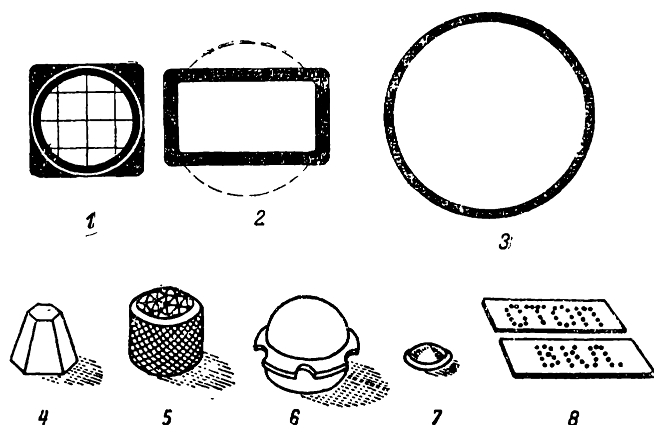



Рис. 20-42. Различные виды обрамления светопланов и светофоров.

1 — для малогабаритной осциллографической трубки; 2 — светоплан с неполностью используемой поверхностью экрана; 3 — обрамление осциллографической трубки большого диаметра; 4 — светофор с многогранным колпачком; 5 — со стеклянной граненой линзой в металлической оправе; 6 — с закругленным пластмассовым колпачком и пояском для удобства ввертывания; 7 — гладкая молочная линза телефонного типа; 8 — прямоугольные табло с подписями или без них.

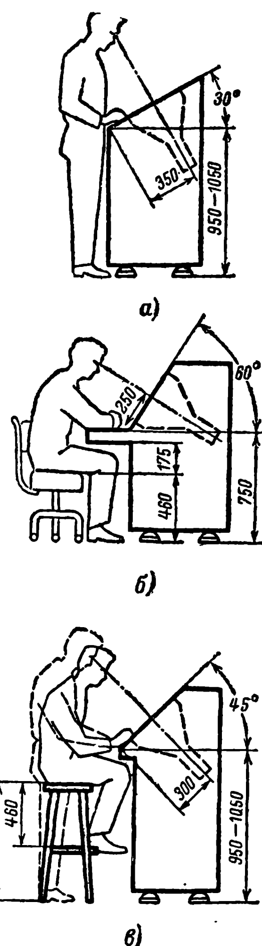



Рис. 20-44. Расположение индикаторов и размеры пультов при различных положениях оператора: стоя (а), сидя (б) и для обоих случаев (в).

мые соотношения между расстоянием видения и высотой знаков приведены в табл. 20-7. Если до шкалы расстояние менее 3 *м*, то расстояние между десятичными рисками

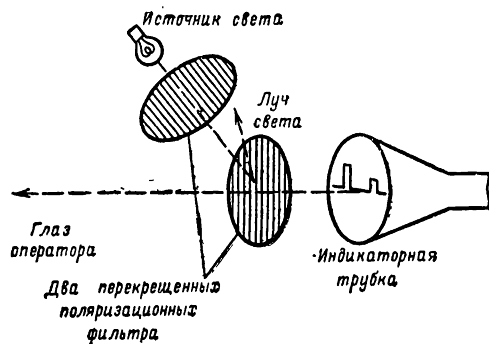



Рис. 20-43. Устройство для создания на экране индикаторной трубки необходимого контраста изображения и фона.

должно быть не менее 10—12 *мм* при толщине рисок не менее 0,12—0,15 *мм*. При увеличении расстояния видения до 6—7 *м* расстояние между рисками должно быть не менее 18—20 *мм*. Толщина рисок, соответствующих десяткам, берется в пределах 0,9—1 *мм*, пятеркам — 0,75—0,8 *мм* и единицам — около 0,65 *мм*. Удобство считывания показаний зависит в большой степени и от выбранных цифровых прогрессий. Оценка применяемых цифровых прогрессий дана в табл. 20-8. Чем быстрее отсчет, тем меньше должно быть делений. Применение рисок более длинных, чем сказано выше, может вызывать появление стробоскопического эффекта. При хорошей освещенности рекомендуются черные риски и знаки на белом фоне. При плохой освещенности лучшие результаты можно получить при использовании белых или красных знаков на черном фоне. Толщина линий знака в первом случае берется 1 : 6, а во втором случае 1 : 7 или 1 : 8 по отношению к высоте. Виды шкал с применением счетчиков, формы указателей и различных шкал показаны на рис. 20-45. Расстояние между плоскостью шкалы и указателем должно быть минимальным, а сам указатель должен быть таким, чтобы ошибка из-за параллакса была минимальной. При расположении шкалы под панелью в окошке должно быть видно не менее двух оцифрованных делений либо полностью одно и два частично. Если шкалы располагаются выше или ниже линии

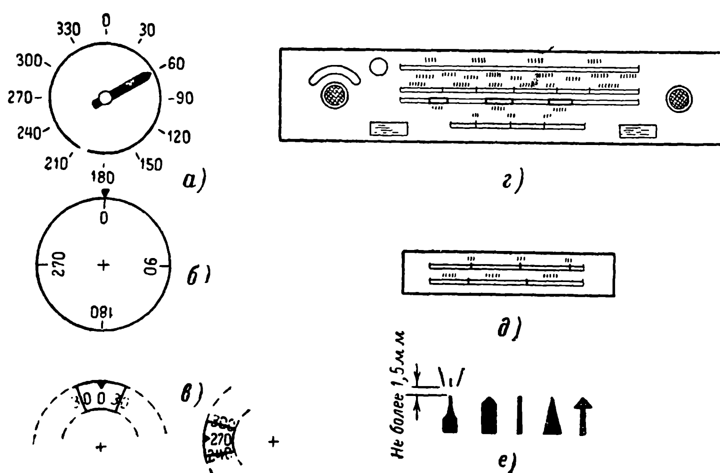



Рис. 20-45. Различные шкалы и указатели.
*а* — неподвижная шкала с перемещающимся по кругу указателем; *б* — вращающаяся шкала с неподвижным указателем; *в* — скрытая под панелью шкала (обозначения необходимо нанести так, чтобы в окне было видно не менее двух и не более трёх групп знаков); *г* — шкала многодиапазонного радиовещательного приемника: над левой ручкой помещена шкала угла поворота магнитной антенны, рядом находится глазок индикатора настройки, по бокам нижней шкалы расположены окошки для указания положения регуляторов тембра; *д* — шкала двухдиапазонного приемника; *е* — указатель и размеры между рисками шкал.

зрения, то необходимо выполнять знаки с уширениями, чтобы видимое изображение знака было неискаженным. Комбинированные индикаторы с несколькими стрелками не должны иметь общего центра (как у часов), если измеряемые величины не связаны друг с другом.

Таблица 20-7

**Размеры знаков в зависимости от расстояния видения**

| Расстояние видения, *м* | Высота знака, *мм* | Длина рисок, *мм* | | |
|---|---|---|---|---|
| | | большая | средняя | малая |
| Менее 0,5 | 2,5 | 5,5 | 4 | 2,5 |
| 0,5—1 | 4,5 | 10 | 7 | 4,5 |
| 1—2 | 9 | 20 | 15 | 9 |
| 2—4 | 17,5 | 40 | 30 | 17,5 |
| 4—6 | 30 | 65 | 50 | 30 |

Таблица 20-8

**Цифровые прогрессии для шкал**

| Хорошая | Удовлетворительная | Плохая |
|---|---|---|
| 1; 2; 3; 4; 5;<br>5; 10; 15; 20; 25<br>10; 20; 30; 40; 50 | 2; 4; 6; 8; 10<br>20; 40; 60; 80; 100 | 3; 6; 9; 12<br>4; 8; 12; 16<br>0; 2,5; 5; 7,5 |

**Слуховые индикаторы**

Для раздельного восприятия сигналов нескольких громкоговорителей их надо располагать по окружности с шагом не менее 30° и на уровне ушей оператора. Индивидуальная регулировка громкости должна находиться в пределах 6—10 *дб*, чтобы не заглушить по ошибке передачу до нуля.

Головные телефоны укрепляются на металлическом или ременном оголовье, которое имеет регулировки положения телефонов. Проводку шнуров необходимо выполнять так, чтобы не было лишних перекрещиваний их перед оператором. Малогабаритные телефоны, вкладываемые в ухо, можно использовать только при индивидуальной подгонке и при незначительной длительности работы, так как они сильно раздражают слуховой проход и требуют специальной гигиенической обработки. Преимущество применения остеофонов заключается в возможности одновременного восприятия сигналов через кости черепа и через уши. Их укрепляют на оголовье из стальной ленты, так чтобы корпус остеофона касался сосцевидного отростка позади уха. Микрофон для держания рукой должен иметь удобную форму. Кнопку его включения следует располагать под большим или указательным пальцем. Миниатюрные микрофоны удобно располагать на кронштейне перед ртом.

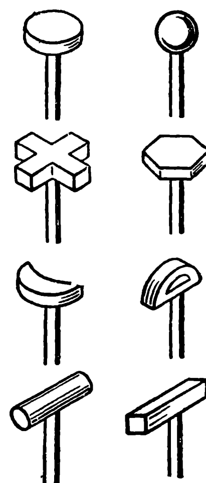


Рис. 20-46. Головки рычагов для безошибочного тактильного распознавания.

Если в одном помещении располагается несколько микрофонов и громкоговорителей, то необходимо принять меры по предотвращению акустической обратной связи. Ларингофоны укрепляются на шее, они нечувствительны к внешним акустическим шумам и воспринимают только вибрации

голосовых связок. Для получения наибольшей отдачи необходимо предусмотреть возможность перемещения их на креплении, чтобы подобрать наивыгоднейшую точку на шее. Ввиду большой чувствительности кожи шеи ларингофоны должны иметь хорошую электрическую изоляцию.

Распознавание некоторых ручек управления человек производит на ощупь, используя тактильную чувствительность. При легком прикосновении к кожному покрову возникает чувство прикосновения, а при более сильном — чувство давления за счет возбуждения так называемых тактильных точек. Формы головок рычагов, которые различаются только за счет тактильной чувствительности кожи ладоней, показаны на рис. 20-46. Эти формы должны быть положены в основу конструкции ручек управления.

### Двигательный аппарат человека и компоновка различных регулировок

За компоновочную модель берут человека ростом 168 *см* с гармоничной конституцией тела (рис. 20-47). Расположение раз-

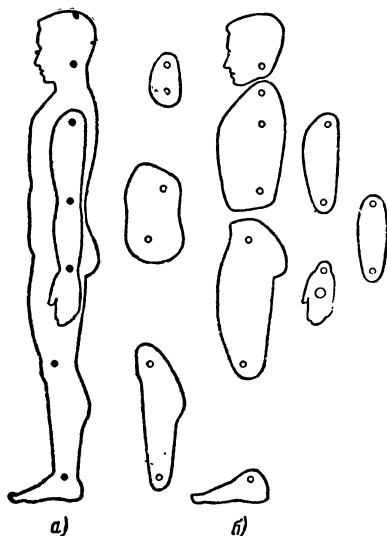



Рис. 20-47. Модель оператора в 1/26 натуральной величины для выполнения компоновочных работ рабочего места оператора.

*а* — в собранном виде; *б* — элементы.

личных органов управления и контроля должно соответствовать рабочему положению оператора. При этом надо помнить следующее. Расстояние от плечевого шарнира до центра сжатой ладони — около 700 *мм*. Зоны расположения регулировок должны соответствовать размерам, приведенным на рис. 20-48. При более тесной компоновке основные зоны расположения регулировок должны находиться на уровне опущенной, полусогнутой и вытянутой руки (рис. 20-49).

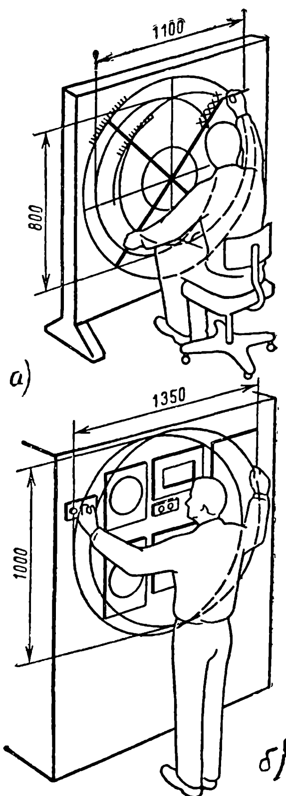



Рис. 20-48. Рекомендуемые зоны расположения регулировок при положении оператора сидя (*а*) и стоя (*б*).

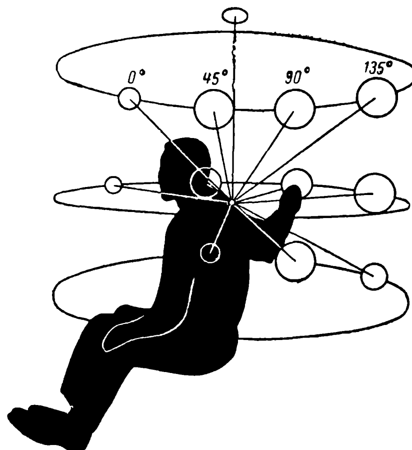



Рис. 20-49. Основные зоны регулировок для правой руки оператора при их расположении на уровне сидения, плеча и вытянутой руки.

Очень важным элементом рабочего места оператора является стул, размеры и форма которого должны соответствовать приведенным на рис. 20-50.

При большом количестве приборов они могут располагаться так, как показано на рис. 20-51. Для удобства разделения различные приборы можно компоновать на па-

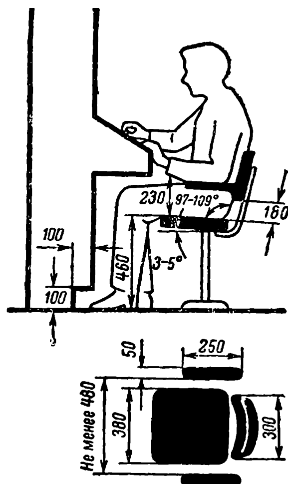



Рис. 20-50. Размеры стула оператора и его расположение перед пультом.

нелях разного цвета или оттенка, с разными углами наклона или объединять их рамками.

Минимальные размеры ручки при захвате ее двумя пальцами должны быть в пределах 8—10 *мм*. При более четком фиксировании положения ручки диаметр надо увеличить до 10—20 *мм*, а при значительном моменте — до 30—40 *мм*. Для ручек с большим моментом или для тонкой регулировки диаметр увеличивают до 50—70 *мм*. При диаметрах 100 *мм* и более удобнее применять штурвалы.

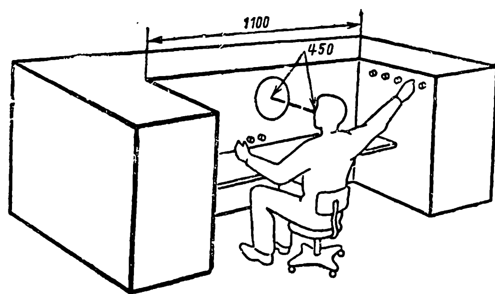



Рис. 20-51. Расположение большого количества различных приборов на пульте П-образной формы.

Ручки для переноски приборов должны иметь ширину не менее 80—100 *мм*. При небольшом весе прибора и узкой панели можно ставить ручки шириной 40 *мм*. Максимальный диаметр трубы, охватываемой рукой, 50 *мм*, минимальный — около 15 *мм*. Усилия, развиваемые руками, лежат в пределах от 590 до 1 480 *н* (при длительной нагрузке). Кратковременные усилия двумя руками достигают 981 *н* (в рывке).

Разновидности различных педалей и их особенности ясны из рис. 20-52. Усилия, развиваемые ногой при наличии опоры и одном нажатии достигают 685 *н*. При длительных воздействиях усилия нажатия с опорой достигают 177 *н* и без опоры 98 *н*.

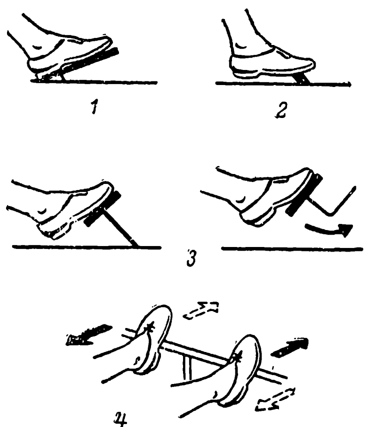



Рис. 20-52. Нажимные (*1*, *2*, *3*) и поворотные (*4*) педали.

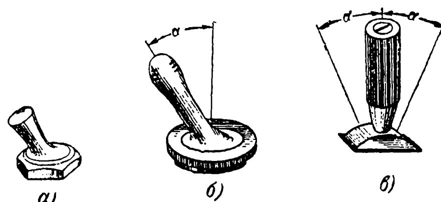



Рис. 20-53. Рычажные переключатели.

*а* — маломощного тумблера; *б* — мощного тумблера; *в* — телефонного переключателя на три положения (угол α должен быть около 30°).

Руки быстрее движутся по горизонтали, чем по вертикали. Правой рукой удобнее двигать в горизонтальной плоскости против часовой стрелки, а левой — по часовой. Непрерывные движения могут совершаться быстрее, чем прерывистые. Максимальные дрожания руки (тремор) соответствуют углам перемещения 135 и 315°. Время реакции движением на какой-либо внешний раздражитель — порядка 0,2—0,3 *сек* и сильно зависит от возраста и тренировки оператора. Самые точные движения сопровождаются наименьшими усилиями (паль-

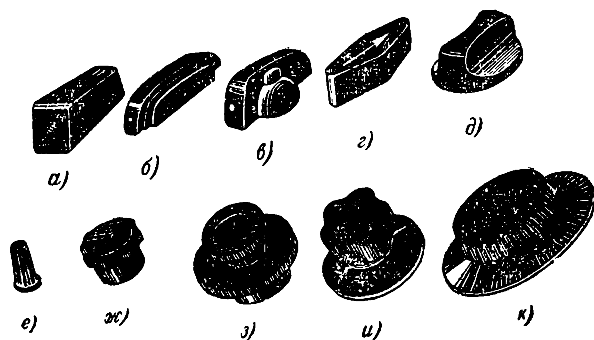



Рис. 20-54. Различные виды ручек.

*а* — трапециевидная; *б* — слоевая; *в* — «клювик»; *г* — ромбическая; *д* — сплюснутая; *е* — круглая для подстроечного элемента; *ж* — с фиксацией положения; *з* — сдвоенная для двух регулировок (например, верхняя ручка — малая — для регулировки громкости, а нижняя — большая — для настройки или для поворота магнитной антенны); *и* — для переключателя с указателем положения; *к* — ручка со шкалой (лимб).

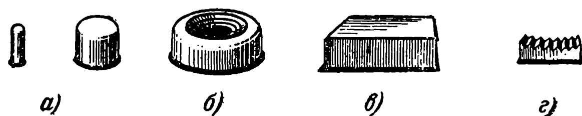



Рис. 20-55. Головки кнопок.

*а* — для измерительных приборов; *б* — для пусковых устройств; *в* — для пультов управления магнитофонов и переключателей диапазонов; *г* — для переключателей с поступательным движением головки.

цы). Движения с большими усилиями не имеют высокой точности.

Рукоятки различных тумблеров и рычажных переключателей (рис. 20-53) имеют диаметр 4—8 *мм*. Длина ручки 15—30 *мм*, в углублении может находиться светомасса. Для телефонных ключей величина переключающего момента лежит в пределах 0,5—1 *н·см*, у тумблеров на мощности до 200 *вт* — 1—5 *н·см* и на мощности до 1 000 *вт* — 10—30 *н·см*. Угол отклонения от нейтрали должен быть порядка 30°.

Различные виды ручек приведены на рис. 20-54. Кнопки используются для включения контрольных цепей, сигнализации, включения или переключения. Различные виды кнопок показаны на рис. 20-55.

### Оптимальные условия среды

Работоспособность человека очень сильно зависит от условий окружающей среды. Наибольшее значение имеют: освещенность, цветность, акустические шумы и механические вибрации, атмосферное давление, температура и влажность воздуха. При различном характере работ *освещенность* может изменяться в пределах от 5 до 1 000 *лк*. Для освещения помещений, где находится радио- и электронная аппаратура, можно рекомендовать 100 *лк* (при применении ламп накаливания) и 400 *лк* (при применении люминесцентных ламп). Большое значение имеют цветность помещения и оборудования, выбор соответствующих форм, гармонически связанных друг с другом и с их цветовым решением. Рекомендуется, чтобы потолок отражал 80—90% падающего на него света, стены 50—60%, панель 15—20% и пол 15—30%. Поэтому для потолка рекомендуются белые и очень светлые кремовые, серые и желтые тона; для стен — желтые, салатовые, светло-голубые и серые, для панелей и пола — темно-серые, темно-красные и коричневые. Теплые тона создают ощущение бодрости (красный, оранжевый и желтый), а холодные (синий, зеленый и фиолетовый) — ощущение покоя. Совместное применение теплых и холодных тонов может вызвать впечатление растерянности и беспокойства. Сложность этих вопросов требует привлечения для их решения художника-конструктора соответствующей специализации.

Очень велико воздействие на работоспособность оператора *акустических шумов*. Оно проявляется в снижении производительности труда, притуплении остроты зрения, снижении внимания и замедлении различных реакций на внешние раздражители. В лабораторных помещениях уровень шума не должен превышать 40—45 *дб*, а в производственных — 80—90 *дб*. Допускается кратковременное повышение уровня шума до 120 *дб* (на время не более 1—2 *мин*).

Собственная резонансная частота тела, головы и органов брюшной полости лежит в пределах 6—9 *гц*. Предельная амплитуда вибрации, выносимая человеком, в зависимости от частоты, колеблется от 0,01 до 0,06 *мм*.

Изменение *атмосферного давления* в пределах 800—600 *мм рт. ст.* для большинства людей проходит безболезненно. Работа в горных условиях на высоте 4 000—5 000 *м* требует соответствующей акклиматизации. Быстрый переход из среды с одним значением давления в другую может вызвать кессонную болезнь и другие нарушения нормальной жизнедеятельности.

Нормальное функционирование человека возможно только в сравнительно узкой *области температур*. Зонами комфорта в зимних условиях принято считать температуры в пределах от 17 до 21° С, а в летних условиях — от 18 до 24° С. Относительная влажность при этом должна быть в пределах от 30 до 70%. Кратковременно человек может переносить температуру до 50 и, даже 70° С при этом он совершает значи-

тельные ошибки. Снижение температуры до 10° С вызывает чувство скованности.

Величина *относительной влажности* более 70% требует повышения температуры в помещении, вызывает ощущение недостатка воздуха, подавленности и вялости. Пониженная влажность создает впечатление сухости и вызывает ощущение жажды. И то и другое может вызывать при длительном воздействии различные заболевания.

Для нормального функционирования на уровне моря человек нуждается (в состоянии покоя) в 0,2 *л/мин* кислорода. При выполнении работ средней и высокой активности *количество необходимого кислорода* соответственно будет равно 0,8 и 1,6 *л/мин*, количество требуемого воздуха будет в 5 раз больше.

## 20-10. ПРИМЕРЫ КОМПОНОВКИ И КОНСТРУКЦИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ АППАРАТОВ

Особенности компоновки радиоэлектронной аппаратуры на объектах определяются выполняемыми ею функциями и значимостью их для объекта. Исходя из этих соображений, выбирают тот или иной способ расположения аппаратуры на объекте: децентрализованный (когда отдельные элементы могут быть разбросаны по всему объекту) или централизованный (при котором вся аппаратура собрана в одном месте объекта). Пример централизованной компоновки радиостанции приведен на рис. 20-56. При централизованном способе компоновки возможно значительное сокращение различных кабельных межприборных соединений и уменьшение объемов и веса систем в целом за счет ликвидации соединений и промежуточных конструктивных элементов.

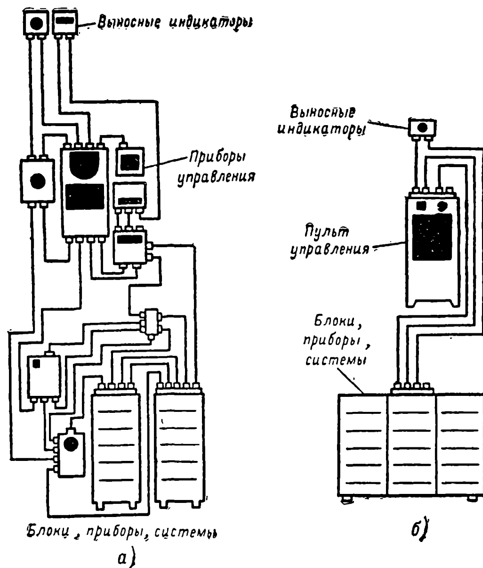



Рис. 20-56. Децентрализованная (*а*) и централизованная (*б*) компоновки радиоэлектронной аппаратуры. Зачерненные участки указывают расположение органов управления и контроля на лицевых панелях приборов и относительный размер занятой ими площади.

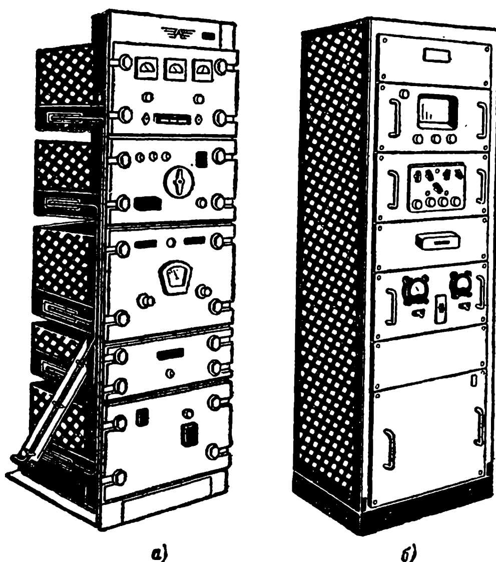



Рис. 20-57. Компоновка стационарной аппаратуры в стойках щитового (*а*) и шкафного (*б*) типов

Однако, хотя функционально и можно объединить все элементы какого-то устройства, практически приходится его делить на отдельные части не только по функциональным признакам, но и по требованиям конструктивно-технологическим и эксплуатационным.

Например, компоновка (расположение) отдельных блоков в стационарных стойках щитового и шкафного типов может производиться, как показано на рис. 20-57. В первом варианте блоки одинаковой ширины установлены на общей раме, выполненной в виде стойки. Межблочные соединения выполнены слева от блоков по каркасу. Блоки можно выдвигать из стойки для проверки и ремонта. Во втором варианте имеется один общий кожух для всех блоков. Межблочный монтаж выполнен внутри защитного кожуха.

Когда основные функциональные блоки и блоки управления можно выполнить в виде отдельных устройств, их компонуют в виде различного рода пультов управления (рис. 20-58). Такие пульты выполняются с учетом психофизиологических особенностей оператора и создают ему максимальные удобства при работе, позволяют оператору не только работать за пультом, но и наблюдать за процессами, происходящими за ним (например, за артистами, находящимися в студии). Наклонная панель является столом, на котором расположены необхо-

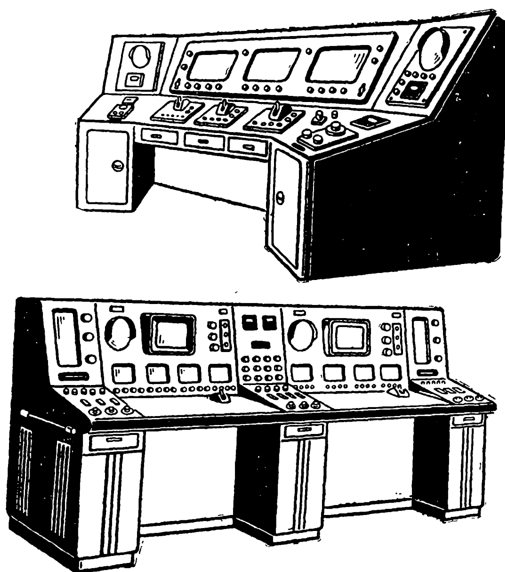


Рис. 20-58. Формы пультов управления.

димые органы управления. Под «столешницей» стола помещаются ящики для различных инструкций и документов. Органы контроля помещены на вертикальной панели, которая может подниматься вверх для проверки режимов и дополнительных регулировок при ремонте. Наклоны всех панелей выбраны также исходя из удобств при многочасовой эксплуатации. Для удобства проверок, ремонта и регулировок все панели выполнены на петлях, их можно открывать и фиксировать в этом положении.

Различного рода электронные моделирующие устройства и электронные вычислительные машины, имеющие большое количество однотипных функциональных узлов, выполняются в виде различных шкафов с встроенными или отдельно стоящими пультами управления. В гнездах шкафов устанавливаются отдельные модульные функциональные блоки, количество типоразмеров которых сведено к минимуму. Так, например, в машине «Стрела» количество типоразмеров этих блоков сведено к четырем.

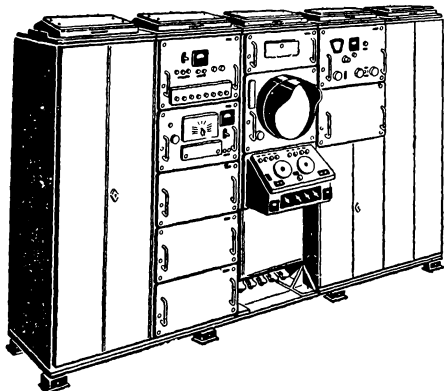


Рис. 20-59. Радиотехническая станция из типовых многоблочных приборов.

Специальная корабельная или наземная аппаратура может быть выполнена в типовых стойках. Например радиостанция (рис. 20-59) выполнена из трех типов стоек: приборный шкаф-контейнер, многоблочная приборная стойка и пульт управления. В приборном шкафу располагаются приборы, не требующие регулировок в процессе работы. На приборную стойку выносят те приборы, которые нуждаются в контроле и имеют специальные регулировочные и сигнальные устройства. Пульт управления содержит приборы, необходимые для непосредственного наблюдения в процессе работы. Для удобства расположения ног оператора в нижней части пульта оставлено свободное пространство. Все стойки выполнены на унифицированных конструктивных элементах, имеют амортизацию и при необходимости — принудительную вентиляцию. Уплотнения выполнены с учетом условий работы станции.

Радиоэлектронную аппаратуру можно выполнять и из типовых секций. Каждая из секций имеет пыле- и брызгозащищенную конструкцию, предусмотрена возможность принудительной и естественной вентиляции, имеются амортизаторы. Секции скрепляются между собой и с общим основанием. Особенно удобно использовать такую конструкцию блоков при отработке конструкции на этапе эскизного проектирования. В этом случае очень легко менять положение отдельных приборов простой перестановкой отдельных секций. Более тяжелые приборы (блоки питания) в таких устройствах устанавливают внизу, чем достигается большая устойчивость всего аппарата.

Выносные одноблочные приборы аппаратуры из типовых секций могут быть выполнены, как показано на рис. 20-60. Можно, например, изменять положение индикатора, поворачивая его в лире. В приборе (рис. 20-60, *б*) лишние регулировки, которыми пользуются только при установке основных параметров, скрыты под отдельной крышкой. Индикатор унифицированной конструкции изображен на рис. 20-60, *в*. Для ящиков с запасными деталями и инструментами применяют специальные укладочные стойки.

Для удобства эксплуатации и ремонта отдельные элементы имеют такую конструкцию стоек, при которой всегда можно легко добраться до любых радиотехнических элементов. Если лицевая панель присоединена к корпусу с помощью петель, то блок вместе с панелью можно откидывать вниз и в этом положении фиксировать тя-

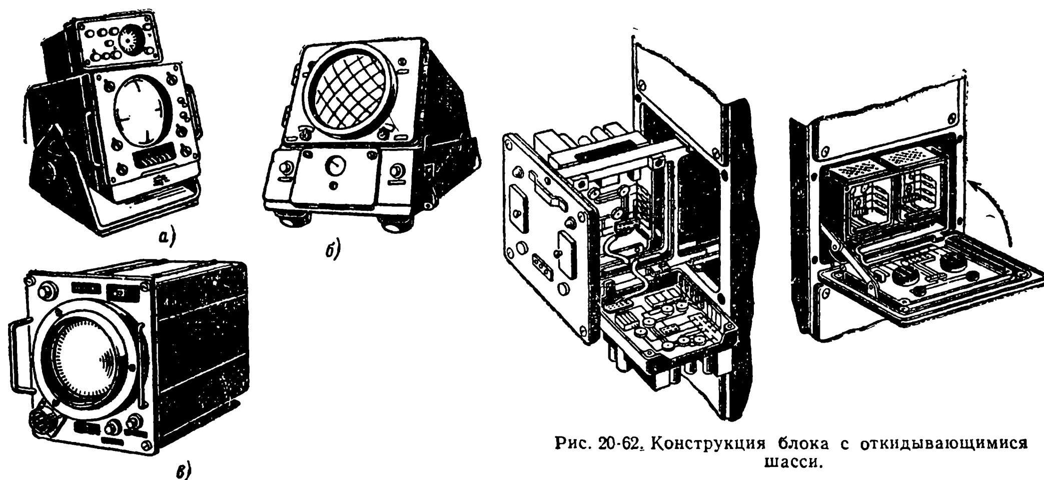



Рис. 20-60. Различные варианты выносных одноблочных приборов.

*а* — индикатор с приставкой; *б* — индикатор настольного типа; *в* — индикатор унифицированной конструкции.

Рис. 20-62. Конструкция блока с откидывающимися шасси.

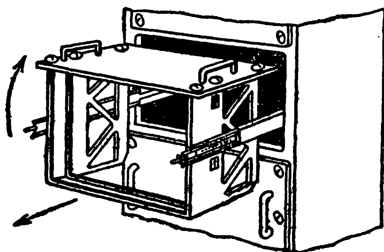


Рис. 20-61. Конструкция блока с выдвигающимся и переворачивающимся шасси.

гами. Для подхода к монтажу необходимо предусмотреть возможность развернуть блок вверх от лицевой панели (рис. 20-61).

При вертикальной компоновке отдельных элементов блока доступ к ним возможен после выдвижения шасси из корпуса (рис. 20-62). При откидывании шасси влево и вправо открывается доступ к электрическому монтажу. Во всех этих случаях должна быть четкая и надежная фиксация положения блоков и отдельных панелей в пространстве.

При использовании устройств, в которых многократно повторяются однотипные блоки, их укрепляют на специальных рамах. После открытия дверцы шкафа можно повернуть раму на петлях и создать удобный доступ к ячейкам. При наличии нескольких рам конструкция направляющих должна быть такой, чтобы отдельные узлы можно было не только разворачивать, но и выдвигать за пределы корпуса шкафа.

Большое значение имеют способ установки, амортизация и крепление шкафов стоек и аппаратуры. Введение амортизато-

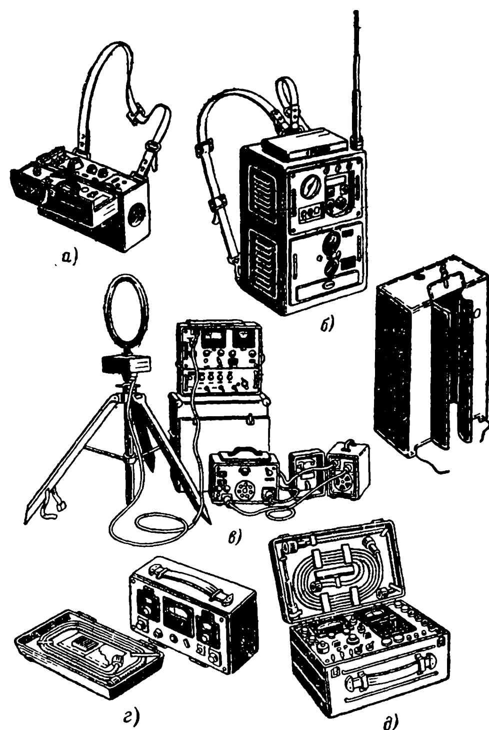



Рис. 20-63. Переносная аппаратура.

*а* — прибор с плечевым ремнем; *б* — прибор для переноски на спине и чехол к нему; *в* — комплект приборов с укладочным ящиком для них; *г* — переносный прибор чемоданного типа со съемной крышкой; *д* — то же с откидной крышкой.

ров предохраняет аппаратуру от чрезмерных вибраций, но для этого надо их правильно устанавливать.

Наземная переносная аппаратура, широко используемая научными экспедициями, работниками сельского хозяйства, альпинистами и т. д., может выполняться в виде полустационарных или переносных приборов. Для защиты от повреждения органов управления и контроля их закрывают съемными крышками. Приборы и укладочные ящики для них имеют ручки или ремни для переноски. Необходимые соединительные кабели, телефоны, инструкции, инструмент и запасные части часто укладываются в специальных гнездах на съемных крышках. Примеры компоновки полевой переносной аппаратуры показаны на рис. 20-63.

Конструирование многоблочных приборов, предназначенных для установки на транспортных средствах (особенно в авиации), заставляет применять весь арсенал средств, чтобы создать для аппаратуры нормальные условия работы при определенных ограничениях (небольшие размеры и вес). Отсутствие достаточного места для нормального размещения аппарата заставляет выполнять его в виде фигур необычной формы, которая соответствует форме контейнера. Особенностью авиационной аппаратуры является невозможность ее ремонта на месте установки, и поэтому она выполняется легкосъемной. Это достигается применением амортизационных рам с поддоном, направляющими штырями и откидными барашками или защелками и штепсельными разъемами. Внешний вид некоторых радиотехнических приборов, выполненных в соответствии с указанными условиями, приведен на рис. 20-64. Для облегчения веса их кожухи выполняются из тонколистового материала с различными ребрами жесткости. Увеличение теплоотдачи достигается оребрением сильногреющихся блоков и системами принудительного охлаждения. Для аппаратуры промышленной электроники используют те же конструктивные и компоновочные схемы и решения, что и для специальной наземной аппаратуры.

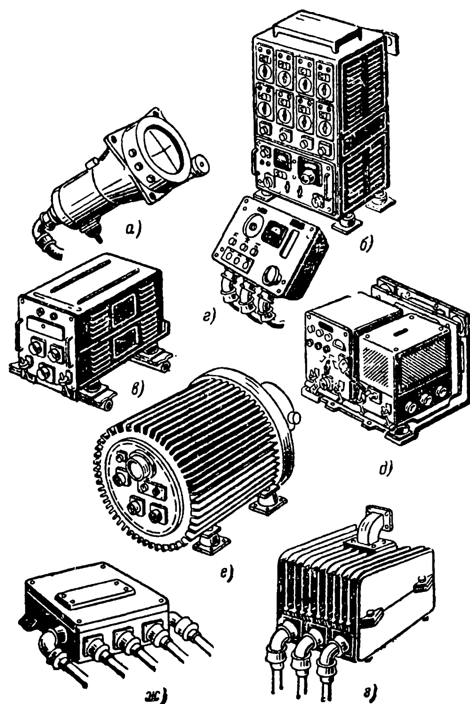



Рис. 20-64. Самолетная аппаратура.

*а* — индикатор; *б* — многоблочный прибор; *в* — передатчик; *г* — пульт управления; *д* — усилительное устройство; *е* — приборный гермоконтейнер; *ж* — кабельная коробка; *з* — генератор.

Радиовещательная аппаратура (приемники, телевизоры, магнитофоны и т. п.) является, как правило, элементом внутреннего убранства помещения и должна соответствовать интерьеру помещения, в котором находится, или условиям эксплуатации. Для нее характерно применение футляров строгих и простых форм, гармонирующих или контрастирующих с внутренним убранством квартиры, хорошая отделка поверхностей и соответствующее цветовое решение. В настоящее время для разработки не только вещательной, но и специальной аппаратуры привлекаются художники-конструктора, выполняющие все необходимые рекомендации по учету функциональных, психофизиологических и эстетических особенностей радиослушателя (оператора).

## ЛИТЕРАТУРА

1. Варламов Р. Г., Компоновка радио- и электронной аппаратуры, изд-во «Советское радио», 1966.

2. Варламов Р. Г., Основы художественного конструирования радио- и электронной аппаратуры, изд-во «Советское радио», 1967.

3. Волин М. Л., Паразитные связи и наводки, изд-во «Советское радио», 1966.

4. Гусев В. П., Технология производства радиоэлектронной аппаратуры, изд-во «Советское радио» 1961.

5. Дульнев Г. Н., Теплообмен в радиоэлектронных устройствах, Госэнергоиздат, 1963.

6. Ломов Б. Ф., Человек и техника, очерки инженерной психологии, изд-во «Советское радио», 1966.

7. Поляков К. П. Приборные корпуса радиоэлектронной аппаратуры, Госэнергоиздат, 1963.

8. Сачков Д. Д., Эйдлин Е. К., Расчет и конструирование радиоаппаратуры, Госэнергоиздат, 1957.

# ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

С



Т



У



Ф



Х



Ц



Ч

Ш



Щ



Э



**Справочник по радиоэлектронике,**

под общей редакцией проф. докт., техн. наук А. А. Куликовского,
том 2, изд-во «Энергия», 1968, 536 стр. с черт.

Редактор *В. В. Енютин* Переплет художника *А. М. Кувшинникова*
Технический редактор *Н. В. Сергеев* Корректор *З. Б. Шлайфер*

Сдано в набор 23/VIII 1967 г. Подписано к печати 25/III 1968 г. Т-00144
Формат 70×108¹/₁₆ Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 46,9 Уч.-изд. л. 62,32
Тираж 50 000 экз. Цена 3 р. 32 к. Зак. 1307

Издательство «Энергия». Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Владимирская типография Главполиграфпрома Комитета по печати
при Совете Министров СССР. Гор. Владимир, ул. Победы, д. 18-б.